

TEKNILLINEN KORKEAKOULU


Sähkötekniikan osasto

Tapio Malmivaara

LAAJAKAISTAISEN IMPEDANSSISIMUUNTIMEN SUUNNITTELU
UHF-TEHOTRANSISTORIEN AIKA-ALUEMITTAUKSIA VARTEN

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin
tutkintoa varten Espoossa 29.5.1990

Työn valvoja



Veikko Porra

Työn ohjaaja



Kari Lehtinen

17817

TKK SÄHKÖTEKNIIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

Tekijä ja työn nimi:

Tapio Malmivaara: LAAJAKAISTAISEN IMPEDANSSIMUUNTIMEN SUUNNITTELU
UHF-TEHOTRANSISTORIEN AIKA-ALUEMITTAUKSIA VARTEN

Päivämäärä: 25.5 1990**Sivumäärä:** 61**Osasto:**

Sähkötekniikan osasto

Professori:

Ele-87 Piiritekniikka

Työn valvoja:

professori Veikko Porra

Työn ohjaaja:

DI Kari Lehtinen

Työssä suunniteltiin ja valmistettiin kiinnityspiiri UHF-tehotransistorien aika-aluemittauksia varten. Kiinnityspiiri toimii samalla laajakaistaisena impedanssimuuntimena sovittaen tehotransistorin matalat tulo- ja lähtöimpedanssit mittaussjärjestelmän 50Ω :iin taajuuksilla 0,9 - 7,2 GHz.

Impedanssisovitusta tarvitaan riittävän suuritehoisen signaalin johtamiseksi transistorille sekä heikkojen transistorilla syntyvien yliaaltojen mitaamiseksi. Impedanssisovituksella vältetään myös mahdollinen mittauksia häiritsevä transistorin epästabiilisuus.

Impedanssimuunnos toteutettiin mikroliuskasuipennusjohdolla. Suipennusjohto todettiin ainoaksi tavaksi saada aikaan riittävän laajakaistainen sovitus kyseessä olevalla taajuusalueella. Tulo- ja lähtöpuolet sovitettiin samaan impedanssiin ja kiinnityspiirin rakenne pyrittiin pitämään muutenkin mahdollisimman symmetrisenä karakterisoinnin helpottamiseksi.

Kiinnityspiirin karakterisointi vaikuttaa suuresti mittaustulosten tarkkuuteen. Siksi siihen kiinnitettiin erityistä huomiota. Kiinnityspiiri karakterisoitiin neljällä toisistaan riippumattomalla menetelmällä. Tuloksia vertaamalla ja menetelmien virhelähteitä analysoimalla oli mahdollista saada selville karakterisoinnin vaikutus lopullisiin järjestelmän mittaustuloksiin, transistorin kanta- ja kollektorijännitteiden ja -virtojen aika-alueen käyrämuotoihin.

Lopuksi suoritettiin aika-alueen mittauksia kahdelle UHF-alueen bipolaaritehotransistorille järjestelmään tehtyjen muutosten tarkistamiseksi ja suurtaajuustehotransistorien kiinnostavien käyrämuotojen näkemiseksi.

HAKUSANAT: IMPEDANSSIMUUNNOS
TRANSISTORIN KIINNITYSPIIRI
AIKA-ALUEMITTAUS

Author and name of the thesis:

Tapio Malmivaara: WIDEBAND IMPEDANCE TRANSFORMER FOR UHF POWER
TRANSISTOR TIME DOMAIN WAVEFORM MEASUREMENT SYSTEM

Date: 25th May 1990

Number of pages: 61

Department:

Electrical Engineering

Professorship:

Electronic Circuit Design

Supervisor:

professor Veikko Porra

Instructor:

M.Sc.E.E. Kari Lehtinen

A wideband impedance transformer for a UHF power transistor periodic time domain waveform measurement system has been developed. It matches the low impedance levels of a bipolar power transistor to the standard 50 ohm level at the measurement frequency (0.9 GHz) as well as at its harmonics.

Due to the limited signal power of measurement system the impedance matching was required to get enough power to the transistor and get it into nonlinear region. The matching had also to be wideband so that the harmonics generated by the nonlinearities of the transistor could be measurable.

The tapered transmission line was noticed to be the only way to reach such a large bandwidth of impedance match at these frequencies. Two microstrip tapers was designed and fabricated, and they were used to build the transistor fixture. The dimensions of the input and output circuits were similar. The symmetric structure makes the modelling of the complete fixture easier.

The characterization of the transistor fixture was done in four different ways. These four methods were compared with each other. Error sources were also analyzed so that the effect of the characterization on the measurement results could be seen.

Some time domain measurements were made to the two bipolar power transistors to verify the system and to see interesting waveforms of the transistors. The measurement results can also be used in the modelling research and in the determination of model parameters.

Alkulause

Tämä diplomityö on osa Teknillisen Korkeakoulun Piiritekniikan laboratoriossa tehtävää tutkimustyötä, jonka tavoitteena on bipolaaritransistorin epälineaarisen piirimallin kehittäminen. Tutkimusta ovat rahoittaneet Nokia Matkapuhelimet Oy ja Suomen Akatemia.

Työn valvojaa professori Veikko Porraa kiitän mahdollisuudesta diplomityön tekemiseen aidossa tutkimusympäristössä ja hänen esittämistään ajatuksista, jotka saivat usein miettimään tekniikkaa syvällisemmin. Työn ohjaajaa DI Kari Lehtistä kiitän päivittäisestä opastuksesta tutkimustyön joskus niin eksyttävillä poluilla. Neuvoista ja innostavaa ilmapiiriä luovista keskusteluista tahdon kiittää tutkimusryhmämme jäsentä DI Jukka Laitista.

Tekniikan lisensiaatti Kimmo Silvonen ansaitsee kiitoksen korvaamattomasta avusta kiinnityspiirin kalibroinnissa. Lisäksi kiitokset asiantuntija-avusta tekniikan tohtori Markku Sipilälle ja Ph.D. Jens Vidkjaerille sekä Nokia Matkapuhelimet Oy:n edustajille DI Jarmo Heinoselle ja DI Risto Huuskolle.

Vaimoani Kirsiä kiitän ymmärtäväisyydestä ja kaikesta tuesta diplomityön tekemisen aikana.

Viihtyisä työympäristö on ollut tämänkin diplomityön perusta. Siitä kiitos jokaiselle Piiritekniikan laboratorion työntekijälle.

Otaniemessä 29. päivänä toukokuuta 1990



Tapio Malmivaara

SISÄLLYSLUETTELO

Tiivistelmä

Abstract

Alkulause

Matemaattiset merkit ja lyhenteet

1. Johdanto	1
2. Laajakaistainen impedanssimuunnos	3
2.1 Teoriaa	
2.2 Toteutustavat	
2.3 Suipennusjohto	
3. Transistorin kiinnityspiirin suunnittelu	14
3.1 Yleistä	
3.2 Sähköiset vaatimukset	
3.3 Mekaaniset vaatimukset	
3.4 Suunnittelu ja toteutus	
3.5 Transistorin kiinnittäminen miitaustralustaan	
4. Kiinnityspiirin karakterisointi	26
4.1 Yleistä	
4.2 Menetelmät	
4.3 Tulokset	

5. Tehotransistorimittausten suorittaminenmittausjärjestelmässä 43

5.1 Yleistä

5.2 Järjestelmän vaatimat muutokset

5.3 Transistorin stabiilisuus

5.4 Mittaustuloksia

5.5 Virhelähteet

5.6 Parannusehdotukset

6. Yhteenveto 59

LIITTEET

Liite 1. Valmistajan antamat tiedot mitattavien tehotransistorien Philips BLT91/SL ja Motorola MRF557 rakenteesta ja ominaisuuksista.

Liite 2. Negatiivisen verkon sirontaparametrien laskeminen

Matemaattiset merkit ja lyhenteet

c_0	valon nopeus tyhjöissä
C	vakio, kapasitanssi
dBm	desibeliä milliwattia kohti
f	taajuus
$f_{g,stat}$	staattisen approksimaation rajataajuus
f_{p1}, f_{p2}	taajuusmuuttujia
$F(u)$	taajuusvaste
$g(p)$	impedanssiprofiili
h	mikroliuskan eristepaksuus, suipennusjohdon pituus
I_c	kollektorivirta
$I(z)$	virta paikan funktiona suipennusjohdolla
I_1, I_2	virta ko. portissa
L	induktanssi
n	kokonaislukumuuttuja
$n_{11}, n_{12}, n_{21}, n_{22}$	negatiivisen verkon sirontaparametrit
N_{freq}	taajuuspisteiden lukumäärä
p	apumuuttuja
q	vakio
Q	hyvyysluku
R_g	lähderesistanssi
$r.m.s.$	root mean square, tehollisarvo
$s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$	sirontaparametreja
t	aika, mikroliuskan johdinmetallin paksuus
$\tan\delta$	häviötangentti
TCT	kalibroitimenetelmä, through - any cal. standard - throug
TDR	Time Domain Reflectometry
TEM	Transverse Electromagnetic Wave
u	apumuuttuja
U_1, U_2	jännite ko. portissa
UHF	Ultra High Frequency

V_{ce}	kollektori-emitterijännite
$V(z)$	jännite paikan funktiona suipennusjohdolla
w_e, w_{eff}	mikroliuskajohdon efektiivinen leveys
z	paikka suipennusjohdolla
Z_0	aaltoimpedanssi, ominaisimpedanssi
$Z_{0,stat}$	staattisella approksimaatiolla laskettu aaltoimpedanssi
Z_{in}	tuloimpedanssi
$\alpha, \alpha_c, \alpha_d$	mikroliuskajohdon vaimennuksia
β	etenemiskerroin $=\omega\sqrt{LC}$
Γ, Γ_{in}	heijastuskerroin, tuloportin heijastuskerroin
δ	vakio
δS	sirontaparametrien keskipoikkeama
δS_{ij}	sirontaparametrien kompleksinen erotus
ϵ_0	tyhjän suhteellinen dielektrisyysvakio
ϵ_r	suhteellinen dielektrisyysvakio
$\epsilon_{r,eff}$	efektiivinen suhteellinen dielektrisyysvakio
η_0	vapaan tilan aaltoimpedanssi
λ	aallonpituus
τ	viive
ω	kulmataajuus

1. JOHDANTO

Tietojenkäsittelyn tehokkuuden kasvu ja laskentamenetelmien kehittyminen ovat tuoneet moniin piirisuunnitteluohjelmiin mahdollisuuden epälineaaristen piirien simulointiin. Tavallisen aika-alue menetelmän lisäksi käytössä on Volterra-sarja- ja harmonisen balanssin menetelmät, joilla heikosti epälineaarinen piiri ratkeaa varsin nopeasti. Tehokkaalla piirisimulaattorilla ja oikein toimivilla komponenttimalleilla voi suunnitella vahvistimet, sekoittimet, ilmaisimet ynnä muut epälineaarisia elementtejä sisältävät piirit vaivattomammin ilman aikaa vievää virittämistä.

Epälineaaristen komponenttien mallit ovat useimmissa ohjelmissa kuitenkin hyvin puutteellisia, eivätkä ne kykene seuraamaan komponentin käyttäytymistä olosuhteiden muuttuessa. Niinpä epälineaaristen piirien mallitus onkin viime vuosien aikana muodostunut merkittäväksi piiritekniikan alan tutkimuskohteeksi.

Mallien kehittämisen perustaksi tarvitaan aina tarkkoja mittauksia. Epälineaarisen komponentin kuten transistorin mittaamiseen soveltuu erityisen hyvin aika-alueen järjestelmä, jossa jännitteiden ja virtojen muutokset mitataan ajan suhteen ja jolla epälineaariset ominaisuudet saadaan havainnollisesti selville.

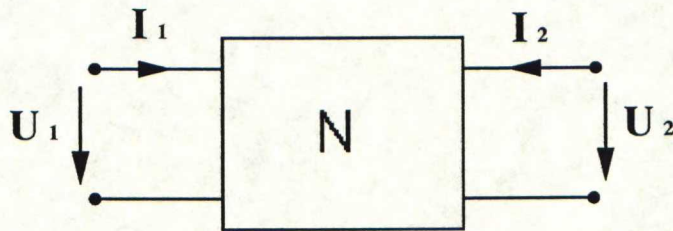
Työ liittyy tutkimushankkeeseen, jonka tavoitteena on aika-alue mittausten avulla kehittää bipolaaritransistorien epälineaarisia malleja. Työn tavoitteena oli aikaisemmin kehitetyn aika-alueen mittausjärjestelmän laajentaminen siten, että sillä olisi mahdollista mitata myös tehotransistoreja. Tehotransistorien tulo- ja lähtöimpedanssit ovat huomattavasti matalammat kuin mittausjärjestelmän 50 Ω :n impedanssitaso. Seurauksena oleva epäsovitus aiheuttaa järjestelmässä ongelmia. Transistorille saatavan signaalitehon riittämättömyys ja transistorilla syntyvien yliaaltojen heikkeneminen mittausherkkyyden alapuolelle ovat estäneet aikaisemmin tehotransistorien mittaamisen. Transistorin mahdollinen epästabiilisuus voi myös estää luotettavat mittaukset.

Tutkittavia tehotransistoreja käytetään lähinnä matkapuhelinten lähettimissä. Uusien digitaalisten matkapuhelinverkkojen radioyhteyden korkeat suoritusvaatimukset pakottavat lähetinsuunnittelussakin perusteellisempaan komponenttien käyttäytymisen selvittämiseen.

2. LAAJAKAISTAINEN IMPEDANSSIMUUNNOS

2.1. Teoriaa

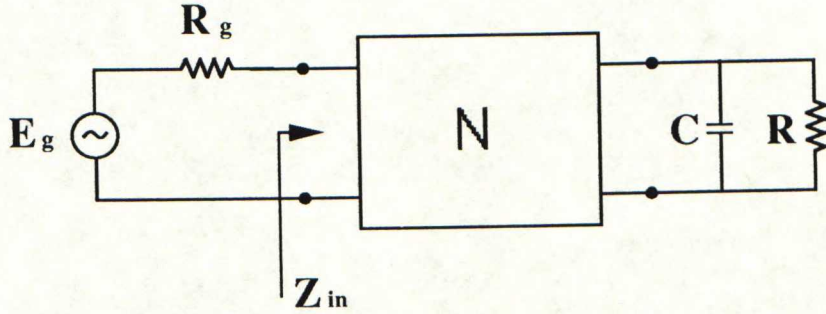
Verkko N (kuva 1) toimii impedanssimuuntimena, jos U_1/I_1 on erisuuri kuin U_2/I_2 . Impedanssimuunnos on laajakaistainen, kun muuntosuhde $U_1 I_2 / U_2 I_1$ säilyy samana taajuuden suuristakin vaihteluista huolimatta.



Kuva 1. Impedanssimuunnin.

Impedanssimuunninta (verkkoa N) käytetään kuormaimpedanssin sovittamiseksi lähteen impedanssiin ja siis mahdollisimman suuren tehon siirtämiseksi kuormaan.

Reaalinen kuorma on teoriassa mahdollista sovittaa reaaliseen lähteeseen kaikilla taajuuksilla, sillä impedanssit eivät tällöin riipu taajuudesta. Kompleksisen kuormaimpedanssin sovitusta rajoittaa fysikaalinen ehto, jonka mukaan sovituksen kaistanleveys ja hyötysuhde eli kuormaan menneen ja heijastuneen tehon suhde ovat vastakkaisia suureita [1,Bode].



Kuva 2. Kompleksisen kuorman sovittaminen.

Tarkastellaan rajoitusta esimerkin avulla (kuva 2), jossa kuormana oleva resistanssin ja kapasitanssin rinnankytkentä on tarkoitettu sovitaa lähderesistanssiin R_g häviöttömällä verkolla. Lähteen ja sovitusverkon väliselle heijastuskertoimelle

$$\Gamma = \frac{Z_{in} + R_g}{Z_{in} - R_g} \quad (2.1)$$

on voimassa ehto

$$\int_0^\infty \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (2.2)$$

Sen mukaan käyrän $f(\omega) = \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right|$ alle jäävä pinta-ala on aina pienempi tai yhtä suuri kuin $\frac{\pi}{RC}$. Jos tavoitteena on mahdollisimman hyvä sovitustasoo ω_a taajuuteen ω_b , tulisi muilla taajuuksilla olla $|\Gamma| = 1$ eli $\ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| = 0$ ja integraali voidaan keskittää sovituskaistalle.

$$\int_{\omega_a}^{\omega_b} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{RC} \quad (2.3)$$

Jos $|\Gamma|$ oletetaan vakioksi sovituskaistalla, saadaan heijastuskertoimelle

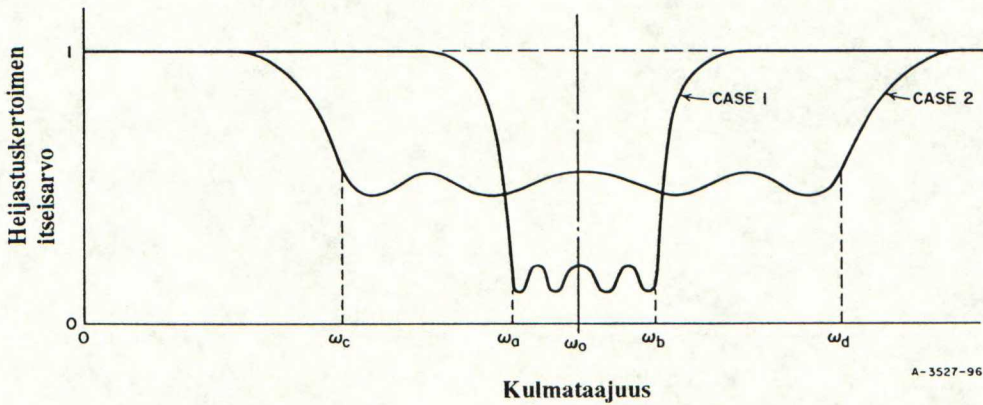
$$|\Gamma| = e^{\frac{-\pi}{(\omega_b - \omega_a)RC}} \quad (2.4)$$

, kun $\omega_a \leq \omega \leq \omega_b$.

Havaitaan, että parhaiten kuvan 2 kuorman voi sovittaa ideaalisella kaistanpäästösudattimella, jossa estokaista ($|\Gamma| = 1$) muuttuu päästökaistaksi ja päinvastoin äärettömän lyhyellä taajuusvälillä, mikä merkitsee sitä, että heijastuskertoimen taajuusvaste on suorakaiteen muotoinen.

Yleisesti, sovitettavan kuorman poiketessa puhtaasta resistanssista tehokkain laajakaistainen sovitusverkko on suodatintyyppinen [2, Fano].

Heijastuskertoimen ja kaistanleveyden välistä yhteyttä ja samalla laajakais-taisen sovituksen perusajatusta havainnollistaa kuva 3, johon on piirretty kah-den yhtämonta elementtiä sisältävän sovituspiirin heijastuskertoimien taajuus-vasteet. Mitä leveämpi on sovituksen taajuuskaista sitä suurempaan heijastus-kertoimeen on tyydyttävä. Samalla kuormaan saadaan vähemmän tehoa eli hyötysuhde on heikompi.

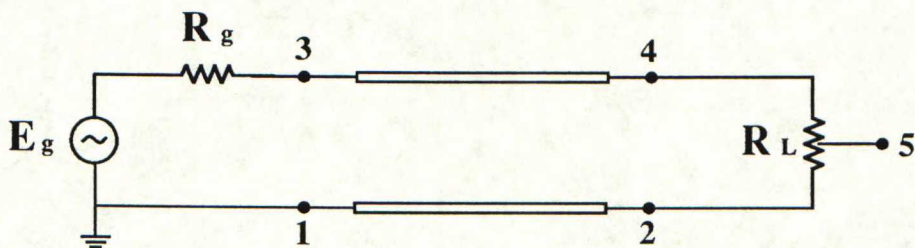


Kuva 3. Kahden kaistanleveydeltään erilaisen sovituksen heijastuskertoimien taajuusvasteet. [3, Matthaei et. al.]

2.2. Toteutustavat

Tavallinen jännite- tai virtamuuntaja, jonka toiminta perustuu käämien väliseen vuokytkentään, keskinäisinduktanssiin, on samalla myös impedanssimuuntaja. Jännitteen muuttuessa virta muuttuu siten, että näiden tulo eli teho pysyy vakiona, sillä häviöitä lukuunottamatta muuntajan lähtötehon on oltava yhtäsuuri kuin tulotehon. Tällöin jännitteen ja virran suhde eli impedanssi muuttuu. Taajuuden kasvaessa käämien johtimien väliset hajakapasitanssit sekä magneettivuon hajaantuminen heikentävät kytkentää ja lisäävät vaimennusta rajoittaen muuntajien käytön alle 1 MHz:n taajuuksille. Magneettista hyötysuhdetta parantavalla tekniikalla on kuitenkin saavutettu alle 1 dB:n häviöt muutamasta kHz:stä yli 200 MHz:iin ulottuvilla taajuuksilla [4,Sevick].

Parempi hyötysuhde ja suurempi kaistanleveys on saavutettavissa siirtojohtomuuntajalla [4,Sevick]. Siinä energia siirtyy tulosta lähtöön poikittaisen siirtojohtomuodon välittämänä. Hajainduktanssit ja johtimien väliset kapasitanssit absorboituvat suurimmaksi osaksi siirtojohtojen ominaisimpedanssiin, eivätkä aiheuta voimakkaita kaistaa rajoittavia resonansseja. Taajuusvastetta rajoittavat siirtojohtojen ominaisimpedanssien poikkeamat optimiarvoista, hajasuureet jotka eivät sulaudu ominaisimpedanssiin sekä joissakin tapauksissa johtojen pituudet. Siirtojohtomuuntaja kootaan käämimällä siirtojohtoja ferriittisydämen ympärille ja kytkemällä niitä yhteen eri tavoilla halutun muuntosuhteen aikaansaamiseksi. Ferriittisydämen ominaisuudet eivät niinkään vaikuta muuntajan toimintaan, sillä magneettivuo kumoutuu sydämessä. Siirtojohtomuuntajan toiminnallinen perusrakenneosa on kuvan 4 piiri. Se voi olla a) vaiheenkääntäjä, kun solmu 4 on yhdistetty maasolmuun, b) balun, kun piste 5 on maadoitettu tai ilmassa, c) viivelinja, kun piste 2 on kytketty maahan tai d) 'boot-strap', kun pisteet 3 ja 2 on yhdistetty. Näitä osia yhdistämällä kokoonpannun siirtojohtomuuntajan muuntosuhde riippuu kytkennästä ja siirtojohtojen lukumäärästä, mutta suhde on kuitenkin aina rationaaliluku.



Kuva 4. Siirtojohtomuuntajan toiminnallinen perusrakenneosa.

Teoriassa paras ratkaisu kompleksisen kuorman sovittamiseksi annetulla taajuuskaistalla on kaistanpäästösuodatintyyppinen impedanssisovitinpiiri (vrt. luku 2). Ideaalisella äärettömän monesta häviöttömästä elementistä kootulla LC-verkolla saavutetaan yhtälön 1 (kappale 2.1) ilmoittama sovituksen teoreettinen raja sovitukselle. Käytännössä komponenttien epäideaalisuudet huonontavat sovitusta. Erityisesti tarkkojen induktanssien toteuttaminen on vaikeaa taajuuden kasvaessa. Lisäksi suurehkoja impedanssieroja sovitettaessa elementtien arvoiksi saadaan laskemalla niin suuria induktansseja ja niin pieniä kapasitansseja, että niitä on vaikea valmistaa.

Mikroaaltoalueella impedansseja sovitetään useimmiten mikroliuskalle helposti toteutettavilla tavoilla. Näitä ovat oikosuljetut ja avoimet siirtojohdot eli stubit, korkea-matalaimpedanssisovitus, neljännesaaltomuuntaja ja suipennusjohto.

Stubisovitus voidaan valmistaa myös koaksiaalijohdoista niin, että viritettävä rakenne on mahdollinen. Oikosuljettuja ja avoimia siirtojohdonpätkiä kytetään sovitettavasta kuormasta poispäin kuljettaessa sopiviin kohtiin siirtojohdon rinnalle siten, että imaginaariosat kumoutuvat ja reaalisosa sovittuu siirtojohdon ominaisimpedanssiin. Sovitus on siirtojohtohäviöitä lukuunottamatta täydellinen vain yhdellä taajuudella, jolla siirtojohdot ovat aallonpituuteen nähden 'oikean' mittaisia. Tästä syystä kaistanleveys jää melko pieneksi.

Korkea-matalaimpedanssimuunnin soveltuu johdonpätkäsovitusta paremmin

kompleksisen kuorman sovittamiseen. Siinä kuormaan johtavaan siirtojohtoon valmistetaan peräkkäin kaksi $\lambda/8$ pituista osaa, joista toisen impedanssi on suuri ja toisen pieni verrattuna siirtojohdon impedanssiin. Sovittimen rakenne on lyhyt, mikä on selvä etu mikroaaltotekniikassa. Kun korkean ja matalan impedanssin suhdetta kasvatetaan, lähestytään keskitetyin komponentein tapahtuvaa sovitusta ja kaistanleveys kasvaa. Samalla kuitenkin johtimien liitosten epäjatkuvuudet suurenevät ja vaikuttavat sovitusta huonontavasti.

Neljännesaaltomuuntaja syntyy, kun sovitettavien impedanssien välille asetetaan aallonpituuden neljäsosan mittainen siirtolinja, jonka ominaisimpedanssi on sovitettavien impedanssien geometrinen keskiarvo. Neljännesaaltomuuntaja sovittaa siis reaalisia kuormia toisiinsa. Kompleksisen kuorman eteen on ensin liitettävä sopivan mittainen siirtojohto, joka muuntaa sen reaaliseksi. Sovituksen kaistanleveyttä voi lisätä liittämällä useita neljännesaaltomuuntajia sarjaan.

Suhteellinen kaistanleveys on neljännesaaltomuuntajalla, korkea-matalaimpedanssimuuntimella ja stubisovituksella samaa suuruusluokkaa ja jää alle 100 % :n. Mikroaaltotaajuuksilla suipennusjohto on ainoa keino saavuttaa huomattavasti laajempikaistainen impedanssisovitus [5, Abrie].

2.3. Suipennusjohto

Suipennusjohto (*engl. taper*) on aaltojohto, jonka ominaisimpedanssi muuttuu portaattomasti pitkin johtoa (kuva 5). Niin kauan kun johdon poikkipinta-ala muuttuu tarpeeksi hitaasti, virta kulkee pitkin johtoa, eikä kenttäyhteyden välityksellä, ja siirtojohdon perusyhtälöt

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega LI \quad (2.5a)$$

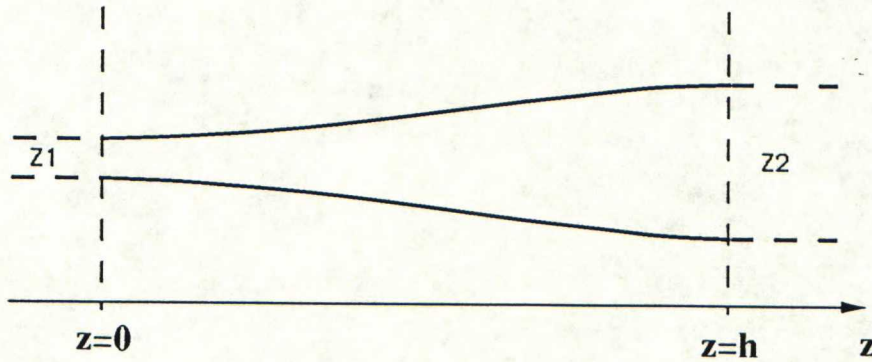
$$\frac{dI}{dz} = -j\omega CV \quad (2.5b)$$

ovat voimassa [6, Dworsky]. Nyt kuitenkin myös induktanssi L ja kapasitanssi C ovat paikan z funktioita. Differentioimalla perusyhtälöt z :n suhteen ja ratkaisemalla ne saadaan jännitteen ja virran aaltoyhtälöiksi

$$\frac{d^2 V}{dz^2} - \frac{1}{L} \frac{dL}{dz} \frac{dV}{dz} + \omega^2 L C V = 0 \quad (2.6a)$$

$$\frac{d^2 I}{dz^2} - \frac{1}{C} \frac{dC}{dz} \frac{dI}{dz} + \omega^2 L C I = 0 \quad (2.6b)$$

Yhtälöillä ei ole yleistä ratkaisua suljetussa muodossa.



Kuva 5. Suipennusjohto.

Suipennusjohdon käyttäytymisen selvittämiseksi käsitellään esimerkkinä ratkeavista tapauksista eksponentiaalista suipennusjohtoa, jolle induktanssi paikan suhteen

$$L(z) = L_0 e^{qz} \quad (2.7)$$

Kun etenevän aaltomuodon oletetaan olevan TEM, jolle $LC = \text{vakio}$, kapasitanssin tulee olla

$$C(z) = C_0 e^{-qz} \quad (2.8)$$

Ominaisimpedanssi riippuu tällöin myös eksponentiaalisesti paikasta:

$$Z_0(z) = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} e^{qz} = Z_0(0) e^{qz} \quad (2.9)$$

Jos induktanssin ja kapasitanssin lausekkeet sijoitetaan nyt aaltoyhtälöihin ja näistä ratkaistaan jännite ja virta johdolla, saadaan

$$V(z) = e^{\frac{qz}{2}} [C_1 e^{-j\beta'z} + C_2 e^{j\beta'z}] \quad (2.10a)$$

$$I(z) = \frac{e^{\frac{-qz}{2}}}{\omega L_0} [C_1 (\frac{jq}{2} + \beta') e^{-j\beta'z} + C_2 (\frac{jq}{2} - \beta') e^{j\beta'z}] \quad (2.10b)$$

Yhtälöissä $\beta' = \frac{1}{2} \sqrt{4\omega^2 LC - q^2}$ ja C_1, C_2 ovat integrointivakioita.

Havaitaan, että jännite muodostuu kahdesta vastakkaisiin suuntiin etenevästä aallosta kuten vakioimpedanssisella siirtojohdolla. Aallot etenevät kuitenkin vain β' :n ollessa reaalinen. Tämä merkitsee, että jos johdon impedanssin muutosnopeus on valittu, on olemassa alarajataajuus, jota pienemmät taajuu-
det eivät läpäise suipennusjohtoa. Nähdään myös, että jännite q :n etumerkistä riippuen joko kasvaa tai pienenee johdolla, vaikka tämä on oletettu häviöttömäksi. Tästä päätellen joko impedanssi muuttuu pitkin johtoa tai johdolla tapahtuu signaalin heijastumista tai sitten ilmenee molempia.

Suipennusjohdon ominaisimpedanssi saadaan yhtälöistä (2.10a) ja (2.10b).

$$Z_0(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{\omega L_0 e^{qz} [C_1 e^{-j\beta'z} + C_2 e^{j\beta'z}]}{C_1 (\frac{jq}{2} + \beta') e^{-j\beta'z} + C_2 (\frac{jq}{2} - \beta') e^{j\beta'z}} \quad (2.11)$$

Kun johto päätetään kohdassa $z = h$ kuormalla $Z_L = Z_0(h)$ ja yhtälöt (2.9) ja (2.11) yhdistetään, muodostuu yhtälö

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} e^{qh} = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{\omega L_0 e^{qh} [C_1 e^{-j\beta'h} + C_2 e^{j\beta'h}]}{C_1 (\frac{jq}{2} + \beta') e^{-j\beta'h} + C_2 (\frac{jq}{2} - \beta') e^{j\beta'h}} \quad (2.12)$$

josta ratkaistaan

$$C_2 = C_1 e^{-j2\beta'h} \left(\frac{\frac{jq}{2} + \beta' - \beta}{\frac{-jq}{2} + \beta' + \beta} \right) \quad (2.13)$$

, jossa $\beta = \omega\sqrt{LC}$.

Jos nyt C_2 sijoitetaan yhtälöön (2.11), myös integrointivakio C_1 supistuu, jolloin saadaan ominaisimpedanssiksi

$$Z_0(z) = \frac{\omega L_0 e^{qz} [e^{-j\beta'z} + e^{j\beta'h} e^{-j2\beta h (\frac{jq}{2} + \beta' - \beta)}]}{(\frac{jq}{2} + \beta') e^{-j\beta'z} + (\frac{jq}{2} - \beta') e^{j\beta'z} e^{-j2\beta'h (\frac{jq}{2} + \beta' - \beta)}} \quad (2.14)$$

Tästä saadaan tuloimpedanssiksi

$$Z_{in} = Z_0 \left[\frac{\beta' \cos(\beta'h) + j(\beta - \frac{jq}{2}) \sin(\beta'h)}{\beta' \cos(\beta'h) + j(\beta + \frac{jq}{2}) \sin(\beta'h)} \right] \quad (2.15)$$

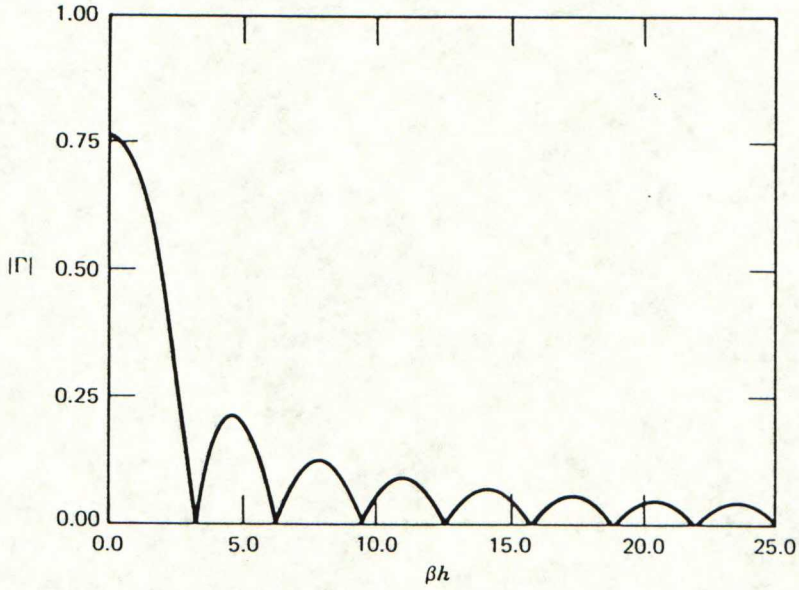
ja edelleen heijastuskertoimeksi

$$\Gamma_{in} = \frac{\frac{q}{2}}{\beta' \cot(\beta'h) + j\beta} \quad (2.16)$$

Kuvassa 6 on esitetty heijastuskertoimen itseisarvo h :n funktiona, kun on valittu $qh = 2$. Impedanssihan muuttuu tällöin $Z_0(0)$:sta $Z_0(0)e^2 = 7,39Z_0(0)$:aan, ja johdon pituuden lähestyessä nollaa heijastuskerroin saavuttaa arvon $|\Gamma| = \frac{(7,39-1)}{(7,39+1)} = 0,76$. Äärettömän hyvä sovitin saavutetaan pisteissä, joissa $\beta h = n\pi$, $n=1,2,3,\dots$. Näissä pisteissä johdon pituus

$$h = \frac{n\pi}{\beta} = \frac{n\pi\lambda}{2\pi} = \frac{n\lambda}{2}$$

Suipennusjohtoa suunniteltaessa voidaan seuraavista valita kaksi: alarajataajuus, maksimi epäsovitin ja lyhin pituus, ja kolmas määräytyy sen jälkeen niistä.



Kuva 6. Eksponentiaalisen suipennusjohdon heijastuskerroin βh :n funktiona ($qh = 2$). [6,Dworsky]

Edellä suipennusjohdon ominaisuudet on johdettu lähtemällä siirtojohdon perusyhtälöistä, jolloin ominaisuuksien syiden ymmärtäminen on helpompaa. Uusemmin suipennusjohtoa käsitellään kuitenkin Fourier-muunnosparin [7-9]

$$F(u) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jpu} g(p) dp \quad (2.17)$$

$$g(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{jpu} F(u) du \quad (2.18)$$

$$u = \frac{\beta h}{\pi}$$

avulla. Tässä $F(u)$ on taajuusvaste ja $g(p)$ impedanssiprofiili, jolle pätee

$$g(p) = \frac{d}{dp} \ln \frac{Z_0(p)}{Z_0(0)} \quad (2.19)$$

$$p = 2\pi \left(\frac{\beta_0 z}{\beta_0 h} - \frac{1}{2} \right) \quad (2.20)$$

jossa β_0 on etenemiskerroin suipennusjohdon rajataajuudella.

Jos suipennusjohdolla etenevän aaltomuodon ei oleteta olevan TEM, muunnospari (2.17),(2.18) ei ole enää sellaisenaan voimassa. Aallon etenemiskerroin riippuu tällöin paikasta johdolla, $\beta = \beta(z)$ ja tässä yleisessä tapauksessa on määriteltävä [10,Pramanick]

$$p = 2\pi \left(\frac{\int_0^z \beta_0(\tau) d\tau}{\int_0^h \beta_0(z) dz - \frac{1}{2}} \right) \quad (2.21)$$

ja

$$u = \frac{1}{\pi} \int_0^h \beta(z) dz \quad (2.22)$$

Eksponentiaalinen suipennusjohto, jonka impedanssi $Z_0(z) \sim e^{qz}$ on laskennallisesti helpoin ja ensimmäisenä tutkittu [11,Burrows]. Optimaaliseksi muodoksi on myöhemmin osoitettu Dolph-Chebyshev [8,Klopfenstein]. Viitteessä [12,Ahmed] on laskettu yhtälöt myös neliöllisen kosinin muotoiselle ($Z_0(z) \sim \cos^2 bz$) ja paraboliselle ($Z_0(z) \sim (a + bz)^2$) suipennusjohdolle.

Impedanssimuuntimena suipennusjohdon etuja ovat suuri kaistanleveys ja pienet häviöt. Haittapuolena on iso koko, sillä johdon pituuden tulee olla noin puolet alarajataajuutta vastaavasta aallonpituudesta. Suipennusjohto soveltuu erityisesti mittaus- ja testaus tarkoituksiin [13,14].

3. TRANSISTORIN KIINNITYSPIIRIN SUUNNITTELU

3.1. Yleistä

Mikroaaltoalueen mittausjärjestelmien ominaisuudet ovat kehittyneet huomattavasti viime vuosien aikana lähinnä tietojenkäsittelytekniikan käyttöönoton ansiosta. Esimerkiksi automaattisella piirianalysointilaitteella on mahdollista suorittaa monimutkaiset kalibrointi- ja mittausproseduurit varsin kohtuullisessa ajassa ja saavuttaa näin hyvä mittauksen tarkkuus, toistettavuus ja luotettavuus jo rutiinimittauksissa.

Tutkittava laite liitetään mittausjärjestelmään mikroaaltoalueella miltei poikkeuksetta koaksiaaliliittimillä. Yhtenä syynä on se, että tarkkoja koaksiaalisia kalibrointistandardeja on helppo valmistaa. Toisaalta yksittäiset mikroaltokomponentit on suunniteltu käytettäväksi mikroliuska- tai piirilevy-ympäristössä tai puolijohteelle integroitavaksi. Näiden komponenttien mittauksista varten on näin ollen oltava erityinen mittausalusta, joka kytkee komponentin tarkoituksenmukaisesti mittausjärjestelmään. Mittausalusta osoitetaan useimmiten mittausten tarkkuuden ja toistettavuuden kannalta koko järjestelmän tärkeimmäksi osaksi ja siksi sen suunnitteluun on kiinnitettävä erityistä huomiota [15, Izadian, s.81].

Mittausalustan suunnittelun lähtökohdat vaihtelevat niin paljon, ettei mitään yleiskäyttöistä alustaa ole mahdollista suunnitella. Suunnitteluparametrit voidaan jakaa karkeasti sähköisiin ja mekaanisiin, vaikka nämä luonnollisesti ovatkin sidoksissa toisiinsa. Sähköisiä parametreja ovat mikroaltoaletsuunnittelijalle tutut taajuuskaista, heijastus- ja läpimenovaimennukset, isolaatio ym. Mekaaniset ovat puolestaan mitattavan komponentin tyyppi ja kiinnitystapa, aaltojohtosiirtymien ja liittimien toteutus, komponentin jäähdytys jne. Sähköisen suunnittelun apuna voidaan käyttää tehokkaita piirisuunnitteluohjelmistoja, mutta mekaaninen suunnittelu jää kokemuksen ja kekseliäisyyden varaan.

Suunniteltaessa mittausalustaa tehotransistorimittauksia varten on otettava huomioon erityisesti esijännitepiirit, transistorin näkemät lähde- ja kuormaimpedanssit sekä jäähdytys. Esijännitteet on vaivattominta kytkeä transistorille valmiita koaksiaaliliittimin varustettuja piirejä käyttäen, ellei stabiilisuus ole

ongelma. Kun piirit kiinnitetään varsinaisen mittausalustan ulkopuolelle, näiden vaikutus on helppo kalibroida pois jo mittausjärjestelmän oman automaattisen kalibroinnin yhteydessä. Koska transistori on aktiivinen komponentti, on tärkeää, että se pysyy stabiilina mittausten aikana. Stabiilisuus voidaan taata lineaarisessa tapauksessa sopivilla lähde- ja kuormaimpedansseilla. Transistorin riittävä jäähdytys on myös välttämätöntä, sillä lämpötilan vaihtelut vaikuttavat suoraan sähköisiin ominaisuuksiin. Lisäksi jos transistoria aiotaan mitata epälineaarisella toiminta-alueella, kiinnitysalustan ominaisuudet on otettava huomioon myös harmonisilla taajuuksilla.

Kun kiinnitysalusta on valmistettu ja ominaisuudet, sekä sähköiset että mekaaniset todettu vaatimukset täyttäviksi, se on vielä karakterisoitava. Kiinnityspiirin käyttäytyminen on tunnettava tarkasti, jotta sen vaikutus saadaan poistettua mittautiedoista lopullisten tulosten esille saamiseksi.

3.2. Sähköiset vaatimukset

Työssä suunnitellun kiinnityspiirin ominaisuuksille asetetut vaatimukset määntyivät yhtäältä kyseessä olleen aika-alueen mittausjärjestelmän ominaisuuksien [16, Sipilä, Lehtinen] ja toisaalta mitattavien tehotransistorien mukaan [liite 1]. Sähköisiin vaatimuksiin vaikuttivat mittausjärjestelmän ominaisuudet: 50 ohmin ominaisimpedanssi, perustaajuus (0,9 GHz), signaalitehon rajallisuus (27,5 dBm) ja mittausherkeytyminen harmonisilla taajuuksilla. Mitattavilla UHF-alueen tehotransistoreilla (Philips BLT91/SL ja Motorola MRF557) on matalat tulo- ja lähtöimpedanssit. Lähtöteho on molemmilla 1,5 W ja vahvistus yli 6 dB (BLT91/SL) tai yli 8 dB (MRF557). Epälineaarisina komponentteina ne synnyttävät herätesignaalin harmonisia yliaaltoja.

Transistorien ominaisuuksien mittaamiseksi tarvittiin mittauspiiri, joka sovitaisi laajakaistaisesti pienet tulo- ja lähtöimpedanssit mittausjärjestelmän 50 ohmin kanssa. Perustaajuudella sovitusta tarvittiin riittävän signaalitehon saamiseksi transistorille. Jos ulostuloteho on 1,5 W, joka vastaa n. 31,8 dBm:aa ja vahvistus 6 dB, sisäänmenosignaalin tehoksi tarvitaan 25,8 dBm. Epäsovitusten aiheuttama vaimennus saisi olla siis vain n. 1,7 dB, kun järjestelmän signaalin tehotaso oli 27,5 dBm. Riittävän tehon avulla transistori voitaisiin mitata käytännön toimintapisteessä ja epälineaarisella alueella.

Transistorin epälineaarisuuksien synnyttämät harmoniset taajuuskomponentit ovat perustaajuuden amplitudiin verrattuna yleensä pieniä. Niiden mittaamista rajoittaa tässä tapauksessa oskilloskoopin näytteenottopään dynamiikka ja herkkyys. Jotta yliaallot eivät vaimenisi liikaa ennen mittaamista, sovitusta vaadittiin myös ylemmillä taajuuksilla. Sovituskaistan tuli sisältää ainakin viisi ensimmäistä harmonista eli kaistan tulisi olla 0,9 - 5,4 GHz.

Transistorin emitteriliuskat tulisi maadoittaa mahdollisimman hyvin haitallisen sarjainduktanssin pienentämiseksi. Induktanssi aiheuttaa takaisinkytkentää ja näin stabiilisuuden huonontumista. Myös liitinten, sovituskappaleiden ja siirtymien ominaisuuksiin olisi kiinnitettävä huomiota tarpeettomien epäsovitusten välttämiseksi. Transistorin esijännitteet oli mahdollista kytkeä valmiiden piirien (HP11590B) kautta, joten kiinnityspiirin suunnittelussa niitä ei tarvinnut ottaa huomioon. Kokonaisuutena ottaen kiinnityspiirin sähköiseltä rakenteelta olisi vaadittava yksinkertaisuutta karakterisoinnin helpottamiseksi.

3.3. Mekaaniset vaatimukset

Mekaaninen toteutus määrää kiinnityspiirin sähköisten vaatimusten täytty-misen. Liittimien, sovittimien ja mitattavan komponentin kiinnitysten heikkoudet sekä materiaalin epäideaalisuudet heikentävät sähköisiä ominaisuuksia. Tämän lisäksi mekaaninen rakenne sanelee yksin kiinnityspiirin käytön helpouden ja suurelta osin mittausten toistettavuuden.

Transistorin kiinnityspiiri liitetään aika-alueen mittausjärjestelmään esijännitepiirien väliin. Liittymisen tulee tapahtua siksi koaksiaalisin PC7-tyyppisin liittimin.

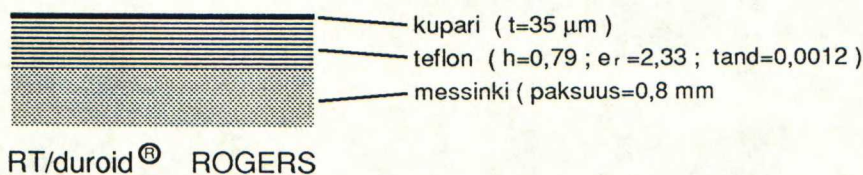
Mitattavien transistorien mekaaniset rakenteet on esitetty liitteessä 1. Transistorit on suunniteltu käytettäväksi mikroliuska- tai piirilevy-ympäristössä, joten kiinnityspiirin on oltava ainakin transistorin kiinnityskohdalla samankaltainen. Kotelon ulkopuolelle tulevat johdinliuskat on pyrittävä liittämään piiriin mahdollisimman läheltä koteloa. Kannalla ja kollektorilla tämä parantaa sovitusta, ja emitterillä maadoitusta. Emitterin maadoituksen parantamiseksi olisi emitteriliuskat vielä välittömästi saatava yhdistetyksi kiinnityspiirin maapotentiaaliin eli pohjametalliin.

Motorolan transistorista hukkalämpö siirtyy ulos leveähkön kollektoriliuskan kautta. Philipsin transistorissa puolijohdepalan alla on berylliumoksidikiekko. Berylliumoksidi on hyvä lämmönjohde, mutta sähköisesti eriste. Myrkyllisyydeltään se on plutoniumin luokkaa ja niinpä sen alle on suojaksi kiinnitetty vielä messinkilevy. Lämmön johtamiseksi pois kotelosta sen olisi oltava kosketuksissa piirin pohjametalliin.

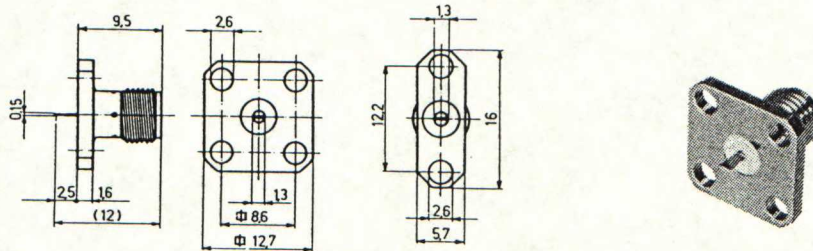
Aika-alueen mittauksia tehtäessä transistori joudutaan useasti irrottamaan kiinnityspiiristä. Kiinnityskohdan tulee olla tarkkaan mitoitettu mittausten toistettavuuden parantamiseksi ja itse kiinnityksen nopea ja helppo mittausten sujuvuuden edistämiseksi.

3.4. Suunnittelu ja toteutus

Kiinnityspiirin suunnittelun lähtökohtana olivat edellisissä kappaleissa esitetyt sähköiset ja mekaaniset vaatimukset. Impedanssimuunnos toteutettiin mikroliuskasuipennusjohdolla (*taper*), joka havaittiin teoreettisten tarkasteluiden ja alustavien simulointien pohjalta parhaaksi vaihtoehdoksi. Mikroliuskamateriaalina käytettiin levyä, jonka eristeaine on lasikuituvahvisteista teflonia (kuva 7).



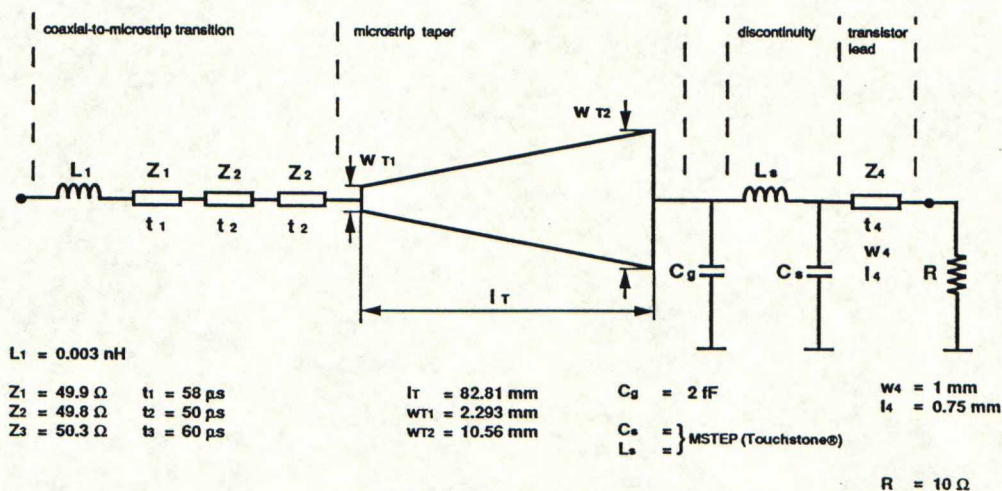
Kuva 7. Mikroliuskan rakenne.



Kuva 8. SMA-liitin.(valm. Suhner AG, Sveitsi)

Mikroliuskalta koaksiaalijohtoon siirtymiseen valittiin SMA-liitin (kuva 8). Tämän tyyppisellä liittimellä siirtymästä aiheutuu vain kohtalaisen pieni vaimennus [15,Izadian,s.16]. Liittymiseksi mittausjärjestelmään tarvittiin vielä SMA/PC7-sovittimet.

Suipennusjohdon mittojen optimoimiseksi muodostettiin kiinnityspiirin puolikasta vastaava piirimalli (kuva 9) ja simuloitiin tämä mikroaaltopiirien suunnitteluohjelmalla (*Touchstone*) [17]. Touchstone-ohjelmassa on valmis piirimalli mikroliuskasuipennusjohdolle. Se on malli geometrialtaan lineaarisesti levenevälle johdolle ja kirjallisuusviitteestä [17] päätellen malli koostuu useasta lyhyestä siirtojohdon palasta.



Kuva 9. Suipennusjohdon optimointiin käytetty piirimalli.

Liitin ja sovitin otettiin optimointiin vaikuttavina tekijöinä mukaan simulointimalliin. Näille ei kuitenkaan löytynyt valmiita malleja Touchstone-ohjelmasta ja mallitus tehtiin itse seuraavasti. Rakennettiin mikroliuskapiiri, jossa ominaisimpedanssiltaan 50 ohmin johdon päihin kiinnitettiin liittimet ja sovitimet. Piirin sirontaparametrit s_{11} ja s_{22} mitattiin ja ne muunnettiin käänteisellä Fourier-muunnoksella aika-alueeseen. Sen jälkeen muodostettiin ekvivalenttipiiri, jonka liitintä ja sovitinta esittävä osa löytyy myös kuvasta 9. Piirissä 50 ohmin linjaa vastaa häviöllinen siirtojohto.

Sitten myös ekvivalenttipiiriin s_{11} ja s_{22} muunnettiin aika-alueeseen. Saatuja impedanssiprofiileja vertaamalla ja elementtiarvoja muuttamalla malli sovitettiin mittaustuloksiin. Kyseessä oleva mallitusmenetelmä on selostettu yksityiskohtaisemmin luvussa 4. Liitin/sovitin-yhdistelmälle saadusta kahdesta mallista otettiin keskiarvo ja tämä otettiin simulointimalliin.

Suipennusjohdon leveästä päästä siirryttäessä transistoriliuskaan syntyy epäjatkuvuuskohta. Sille käytettiin simulointiohjelmassa olevaa mikroliuskan äkilliselle leveyden muutokselle pätevää mallia.

Mitattavien tehotransistorien datakirjoissa ilmoitetut, piensignaaliolosuhteissa mitatut tuloimpedanssit poikkeavat toisistaan suuruudeltaan ja taajuusriippu-

vuodeltaan, samoin lähtöimpedanssit. Bipolaaritransistorin rakenteesta johtuen tuloimpedanssi on pienempi kuin lähtöimpedanssi. Kaiken lisäksi transistorit on tarkoitus mitata suursignaaliolosuhteissa, jolloin ne toimivat epälineaarisesti. Epälineaarisessa tapauksessa ei impedanssikäsittely ole olemassakaan. Transistorin paikalle simulointimalliin valittiin reaalinen 10 ohmin impedanssi. Tämä on jonkinlainen keskiarvo transistorin impedansseista. Sekä tulo- että lähtöpuolen piirit sovitettiin samaan impedanssiin, koska kiinnityspiirin karakterisoinnissa saavutetaan merkittäviä etuja symmetrisellä rakenteella.

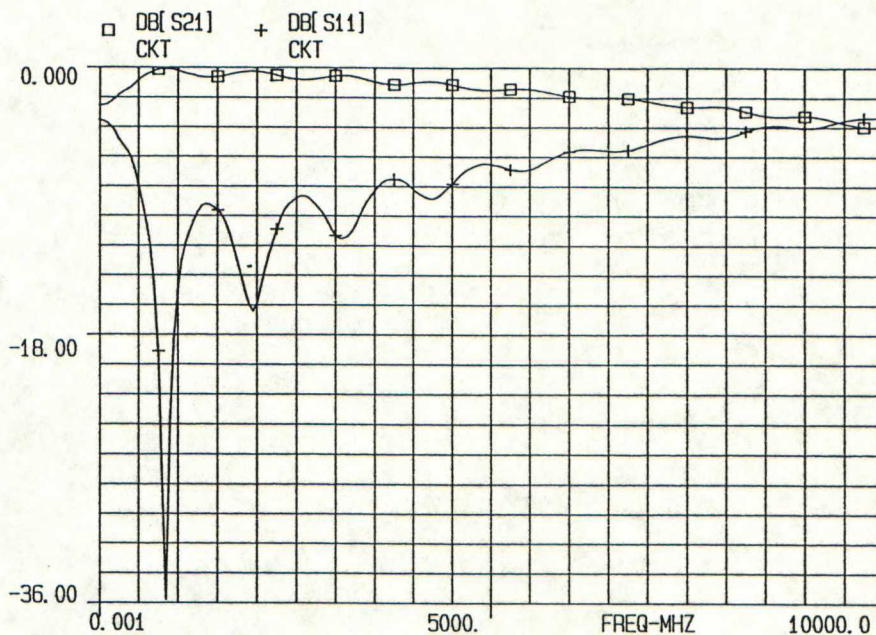
Teoreettisesti taajuuksilla 0,9 GHz:stä ylöspäin 50 ohmia 10 ohmiin sovittavan suipennusjohdon mitat ovat edellä mainitulla mikroliuskillä seuraavat. Pituus on puoli aallonpituutta alarajataajuudella ($f=0,9$ GHz) eli

$$L = \frac{1}{2} \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (3.1)$$

jossa c_0 = valon nopeus tyhjiössä ja $\epsilon_{r,eff}$ = efektiivinen suhteellinen dielektrisyysvakio, joka riippuu heikosti johtimen leveydestä ja on tässä tapauksessa noin 2. Pituudeksi saadaan $L=11,8$ cm. Leveys on kapeammassa päässä $W_1=2,29$ mm ja leveämmässä päässä $W_2=14$ mm. Leveydet on laskettu numeerisilla likimääräiskaavoilla [18,Hoffmann].

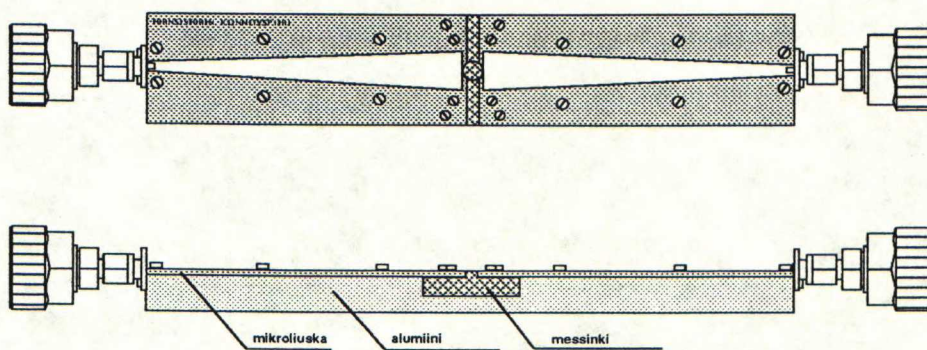
Suipennusjohdon mitoista optimoitiin pituutta sekä leveämmän pään leveyttä. Tavoitteet asetettiin heijastusvaimennukselle ja läpimenovaimennukselle seuraavasti. Perustaaajuudella (0,9 GHz) heijastusvaimennus olisi yli 25 dB ja toisella, kolmannella ja viidennellä harmonisella yli 18 dB. Läpimenovaimennus olisi koko kaistalla 0,9 GHz-5,4 GHz alle 0,1 dB. Tavoitefunktion määrittely on melko rajoitettua Touchstone-ohjelmassa. Taajuusalueita voi määritellä ainoastaan viisi. Optimointimenetelminä käytettiin aluksi satunnaismenetelmää ja sen jälkeen gradienttimenetelmää.

Optimoinnin tuloksena saatiin pituudeksi $L=82,81$ mm ja leveydeksi $W_2=10,56$ mm. Lähinnä suipennusjohdon leveämmän pään ja transistoriliuskan epäjatkuvuuden takia optimointi lyhensi johtoa ja kavensi leveämpää päätä. Kuvassa 10 on simulointipiirin heijastus- ja läpimenovaimennukset taajuuden funktiona. Vaimennukset käyttäytyvät kuten teoria ennustaa, mutta n. 5 GHz:n jälkeen epäjatkuvuudet alkavat näkyvästi huonontaa sovitusta.



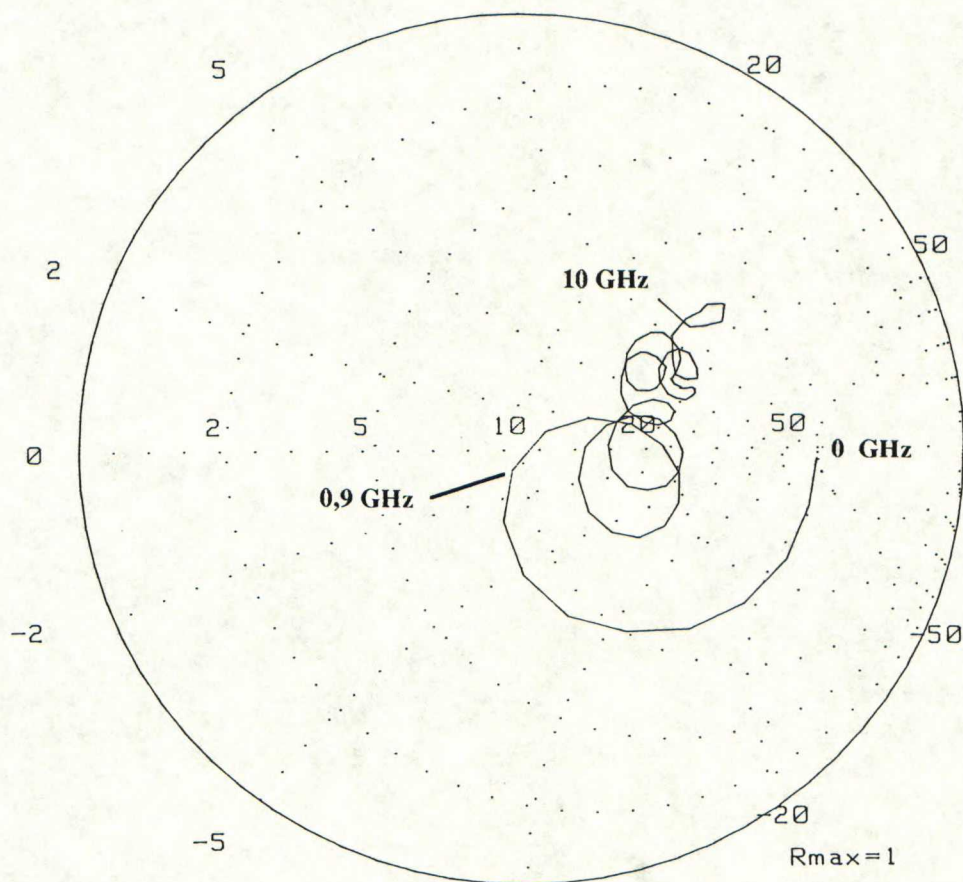
Kuva 10. Kuvassa 9 olevan piirin sirontaparametrit s_{11} ja s_{21} . Tulopuolen normalisointi-impedanssi on 10Ω .

Suipennusjohdot valmistettiin edellä mainitulle mikroliuskamateriaalille optimoidun mittaishin ja kiinnitettiin ruuveilla paksun alumiinilevyn päälle, jotta liittimien kiinnittäminen olisi mahdollista. Transistorille jäävä paikka mitoitettiin BLT91/SL:n mittojen mukaan. Piiri soveltuu silloin myös MRF557-transistorin mittaamiseen. Kiinnityspiirin keskiosaan suunniteltiin messinkikappale piirin maapotentiaalin tuomiseksi kosketuksiin emitteriliuskojen kanssa. Kiinnityspiirin rakenne on esitetty kuvassa 11.



Kuva 11. Transistorin kiinnityspiiri.

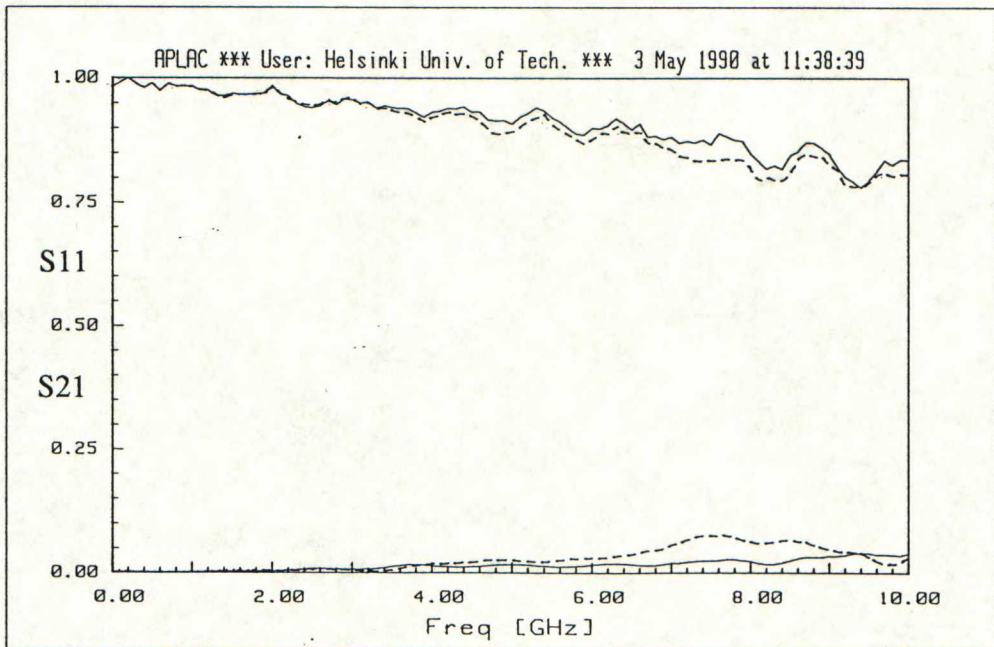
Transistorin näkemät kiinnityspiirin lähde- ja kuormaimpedanssi on esitetty taajuuden funktiona (0,9-10 GHz) kuvassa 12. Symmetrisen rakenteen vuoksi lähde- ja kuormaimpedanssit ovat yhtäsuuret.



Kuva 12. Transistorin näkemät lähde- ja kuormaimpedanssi taajuuden funktiona (0,9 - 10 GHz).

3.5. Transistorin kiinnittäminen mittausalustaan

Transistori kiinnitetään mittausalustaan puristamalla muovirenkaalla kanta- ja kollektoriliuskat vasten mikroliuskan johtimia ja emitteriliuskat vasten maadoituskappaletta. Muovirengasta puristetaan puolestaan muovilevyllä ja siipiruuveilla. Näin transistori on kohtalaisen helppo irrottaa ja kiinnittää. Juottaminen olisi ollut sähköisesti parempi vaihtoehto, mutta koska aika-alueen mittauksissa transistori joudutaan irrottamaan useita kertoja järjestelmän kalibroimiseksi, juotoskiinnitys katsottiin mahdottomaksi. Kun transistori (BLT91/SL) on kiinnitettynä alustaan, sen kotelon pohja on kosketuksissa pohjametalliin ja transistorilla syntyvä lämpö johtuu tehokkaasti pois. Kiinnityskappaleiden vaikutus kiinnityspiirin sähköisiin ominaisuuksiin näkyy kuvasta 13, jossa on tyhjän kiinnityspiirin s_{11} ja s_{21} ilman kiinnityskappaleita ja niiden kanssa.



Kuva 13. Tyhjän kiinnityspiirin s_{11} ja s_{21} ilman kiinnityskappaleita (—) ja niiden kanssa (- -).

Mittausten toistettavuuteen vaikuttaa itse mittalaitteen toimintojen toistettavuuden lisäksi mitattavan komponentin kiinnityksen täsmällisyys. Suurtaajuusmittauksissa pienetkin epäjatkuvuudet ja johdinten pituuksien muutokset aiheuttavat huomattavia poikkeamia mittaustuloksiin.

Transistorin kiinnityksen toistettavuutta oli tarkoitus tutkia aika-aluemittauksilla transistorin toimiessa epälineaarisella toiminta-alueella. Tällöin olisi saatu suoraan selville kiinnityksen vaihtelevuuden tuottama epätarkkuus lopullisiin mittaustuloksiin eli jännitteen ja virran käyrämuotoihin. Näytteenotto-oskilloskoopin pyyhkäisytaason säädössä ilmenneen vian takia tästä kuitenkin jouduttiin luopumaan.

Toistettavuutta tutkittiin sen sijaan piirianalyssaattorimittausten avulla taajuusalueessa. Aluksi piirianalyssaattori kalibroitiin käyttäen referenssitasona kiinnitysalustan liittimiin kiinnitettyjen sovituskappaleiden päitä. Transistorin (BLT91/SL) S-parametrit mitattiin kiinnityspiirissä taajuuksilla 0,9 - 9,0 GHz 0,3 GHz:n välein kahdessa eri toimintapisteessä ($I_c=300\text{mA}, V_{ce}=8\text{ V}$; $I_c=50\text{ mA}, V_{ce}=8\text{ V}$). Mittaus suoritettiin kymmenen kertaa ja aina välillä transistori irrotettiin ja kiinnitettiin uudelleen. Vertailumittauksena suoritettiin molemmissa toimintapisteissä sama mittaus kymmenen kertaa irrottamatta transistoria.

Saadut mittaustulokset sisältävät kiinnityspiirin vaikutuksen mutta kuorimalla saatiin pelkän transistorin s-parametrit tutkittaviksi. Kustakin kymmenen mittauksen sarjasta muodostettiin keskiarvo-s-parametrit laskemalla yksittäisten s-parametrien reaali- ja imaginaariosien keskiarvot erikseen. Kunkin mitaussarjan s-parametreja verrattiin keskiarvoparametreihin laskemalla eräänlainen parametrien keskipoikkeama kaavasta

$$\delta S = \sqrt{\frac{\sum_{freq} (|\delta s_{11}|^2 + |\delta s_{12}|^2 + |\delta s_{21}|^2 + |\delta s_{22}|^2)}{4N_{freq}}} \quad (3.2)$$

, jossa δS_{ij} = ko. s-parametrin ja vastaavan keskiarvon kompleksinen erotus ja N_{freq} = taajuuspisteiden lukumäärä (=28). Kaavan tulos voidaan käsitellä kunkin s-parametrin kompleksisen virheen r.m.s-arvoksi. Tulokset ovat taulukossa 1. Kun verrataan virheitä saman toimintapisteiden vertailumittauksien virheisiin, havaitaan että transistorin uudelleenkiinnitys likimain kymmenkertaistaa virheen. Lisäksi nähdään, että kuorittujen s-parametrien virhe on noin kaksinkertainen verrattuna kuorimattomiin, kiinnityspiirin sisältäviin s-parametreihin. Tämä johtuu siitä, että virhekomponentit asettuvat kiinnityspiirin puolikkaan rinnalle ja näin niiden vaikutus heikkenee. Kun tarkastellaan virheiden absoluuttisia arvoja, havaitaan piirianalyssaattorimittausten

olevan itsessään hyvin toistettavia eikä transistorin kiinnityksen epätarkkuuden aiheuttama virhekään ole merkittävästi suurempi kuin piirianalysaattorin likimääräinen virhe (0,2 dB eli $\leq 0,02$) [19].

BLT91/SL ($V_{ce} = 8\text{ V}$, $I_c = 300\text{ mA}$)			BLT91/SL ($V_{ce} = 8\text{ V}$, $I_c = 50\text{ mA}$)		
Kuoritut s-parametrit			Kuoritut s-parametrit		
mittaus no.	∂S (mittaus)	∂S (vert. mitt.)	mittaus no.	∂S (mittaus)	∂S (vert. mitt.)
1	0,0329	0,00792	1	0,0222	0,00499
2	0,0317	0,00555	2	0,0137	0,00435
3	0,1608	0,00583	3	0,0746	0,00462
4	0,0475	0,00579	4	0,0239	0,00510
5	0,0308	0,00695	5	0,0753	0,00440
6	0,0617	0,00695	6	0,0225	0,00791
7	0,0629	0,00623	7	0,0182	0,00501
8	0,0304	0,00570	8	0,0398	0,00496
9	0,0556	0,00860	9	0,0156	0,00460
10	0,0467	0,00741	10	0,0274	0,00419
keskiarvo	0,0561	0,00669	keskiarvo	0,0333	0,00501
Kuorimattomat s-parametrit			Kuorimattomat s-parametrit		
	∂S (mittaus)	∂S (vert. mitt.)		∂S (mittaus)	∂S (vert. mitt.)
keskiarvo	0,0284	0,00245	keskiarvo	0,0179	0,00186

Taulukko 1. Transistorin kiinnityksen toistettavuusmittausten s-parametri-
poikkeamat.

4. KIINNITYSPIIRIN KARAKTERISOINTI

4.1. Yleistä

Hyvin suunniteltu ja valmistettu kiinnityspiiri on edellytys tarkoille mittauksille. Kiinnityspiirin karakterisoinnin tarkkuus yhdessä mittausjärjestelmän tarkkuuden kanssa määräävät lopullisesti saatavien mittaustulosten luotettavuuden.

Mikroaaltoalueella ja korkeammilla taajuuksilla kiinnityspiiri vaikuttaa mitaustuloksiin huomattavasti. Siirtymien ja liitosten muodostamien epäjatkuvuuksien sekä hajakapasitanssien ja -induktanssien aiheuttamien reaktanssien vaikutukset ovat merkittäviä. Pelkät siirtojohdotkin muuttavat sähkömagneettisen aallon vaihetta, kun aallonpituus on samaa suuruusluokkaa johdon pituuden kanssa. Tämän vuoksi kiinnityspiirin vaikutus on kuorittava pois tuloksista mitattavan komponentin ominaisuuksien selville saamiseksi.

Kiinnityspiirin karakterisoinnilla tarkoitetaan sen puolikkaiden sähköisten ominaisuuksien selvittämistä niin, että mittausten referenssitason siirto mitattavan komponentin luo kuorimalla olisi mahdollista. Puolikkaat kuvataan joko sirontaparametreilla tai piirimallilla, joiden määrittämiseksi on suoritettava kalibrointimittauksia. Kalibrointia ja mittausten kuorimista on selvitetty varsin kattavasti viitteessä [20,Silvonen].

Kalibrointimittauksissa käytetään kiinnityspiiriin, mitattavan komponentin paikalle asetettavia kalibrointistandardeja, yleensä siirtojohtoja, oikosulkuja sekä avoimia ja sovitettuja päätteitä. Teoriassa tarvitaan mittaukset kolmella kalibrointistandardilla, jotta puolikkaiden ominaisuudet olisi mahdollista suoraan laskea. Tekemällä oletuksia esimerkiksi symmetrisyydestä tai häviöttömyydestä voidaan selvittää kahdella tai jopa yhdellä kalibrointimittauksella. Kun piirille muodostetaan piirimalli, tarvitaan myös vain yksi kalibrointimittaus. Tällöin kuitenkin mallin elementtien arvot on optimoitava, niitä ei voida suljetusti laskea. Tekemällä useampia mittauksia, voidaan tarkkuutta parantaa redundanssin avulla.

Karakterisoinnin tarkkuuteen vaikuttavat kalibrointimenetelmä sekä kalibroin-

tistandardien ja -mittausten tarkkuus. Kalibrointimenetelmää valittaessa on otettava huomioon kaistanleveys sekä se, mitkä standardit on mahdollista tarkimmin toteuttaa kyseisessä aaltojohtotyyppissä. Niissä kalibrointimenetelmissä, joissa käytetään siirtolinjoja, kaistanleveyttä rajoittaa virheparametrien laskentayhtälöiden huono käyttäytyminen, kun linjan sähköinen pituus lähestyy allonpituuden puolikasta [21,Pantoja et al]. Lisäksi kalibrointistandardien mallittamisen virheet suurenevät taajuuden kasvaessa epäideaalisuuksien vaikutuksesta.

Kalibrointistandardeista siirtolinja ja heijastuskappale ovat helpoimpia toteuttaa ja mallittaa mikroliuskaympäristössä, jossa mittaukset yleisimmin tehdään. Oikosulku sekä avoin ja sovitettu pääte ovat puolestaan vaikeimpia. Tämä johtuu pääasiassa mikroliuskajohdolla etenevän kentän muodosta.

Useimmin kalibrointimittaukset tehdään piirianalyssaattorilla. Nykyisten automaattisten piirianalyssaattoreiden tarkkuus on varsin hyvä kehittyneiden sisäisten kalibrointiproseduurien ansiosta. Niinpä karakterisoinnin ongelmat keskittyvätkin yleensä kalibrointistandardien epätarkkuuteen.

4.2. Kalibrointimenetelmät

Työssä valmistettu transistorin kiinnityspiiri karakterisoitiin neljällä eri menetelmällä:

1. *Muodostamalla piirimalli ja sovittamalla se vastaamaan kalibrointimittauksen tuloksia.*
2. *Valmistamalla kiinnityspiirin puolikas ja mittaamalla se.*
3. *Mittaamalla kiinnityspiiri kahdella kalibrointistandardilla, linjalla ja avoimella päätteellä ja laskemalla tuloksista puolikkaiden ominaisuudet.*
4. *Valmistamalla kolme samanlaista kiinnityspiiriä, joissa on kalibrointistandardit: kaksi eripituista linjaa ja heijastuskappale (TCT-kalibrointi). Mittaustuloksista laskettiin puolikkaiden ominaisuudet.*

Menetelmät ovat riippumattomia ja poikkeavat toisistaan suuresti. Tästä johtuen oli mahdollista suorittaa mielenkiintoisia vertailuja sekä eri menetelmien

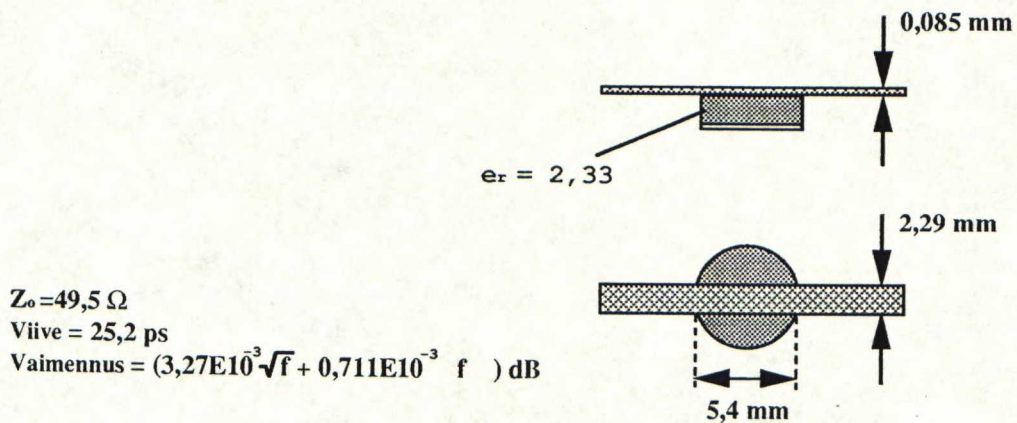
kesken että niillä saatujen tulosten välillä.

Kalibrointimittaukset tehtiin Teoreettisen sähkötekniikan laboratoriossa automaattisella piirianalysaattorilla HP 8409A [19]. Analysaattorin taajuusalue on 110 MHz:stä 18 GHz:iin ja sen kalibrointi- ja mittausproseduureja ohjataan ANA-TDR-ohjelman avulla tietokoneella HP 9836. Samassa tietokoneessa toimivaa APLAC 3.0 -piirisimulointiohjelmaa [22,Valtonen] käytettiin simulointiin ja optimointiin. CADEP -kalibrointi- ja kuorimisohjelmalla [20,Silvonen,s.56] laskettiin virhe-s-parametreja ja vertailtiin lopputuloksia. CADEP on käytettävissä HP 9816 -tietokoneessa.

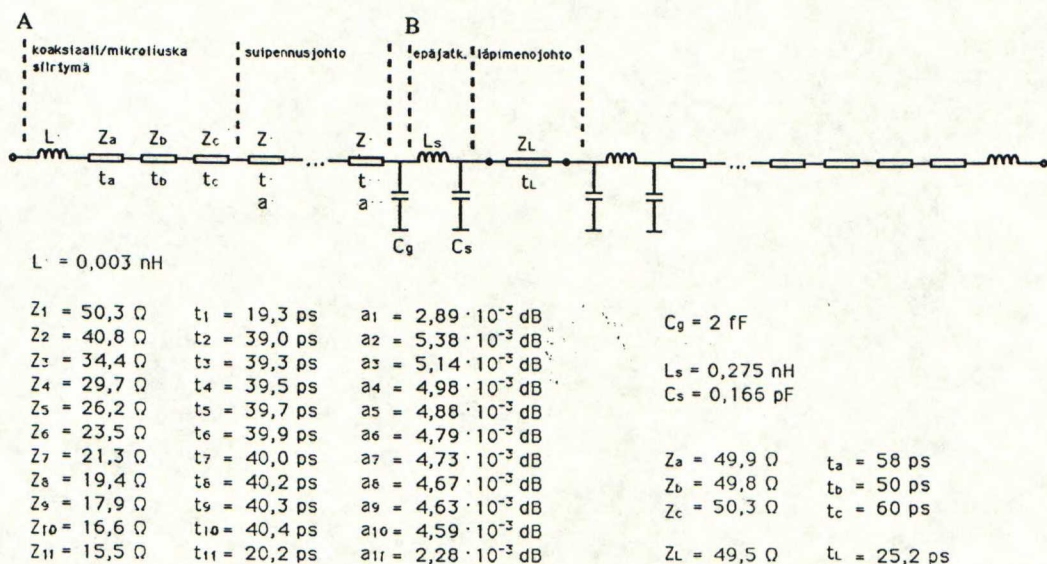
Aika-alueen mittausjärjestelmässä, jossa kiinnityspiiriä tullaan käyttämään, tarvitsee kiinnityspiirin vaikutusten kuorimiseen piirin puolikkaiden sirontaparametrimatriisit taajuuden funktiona. Karakterisoinnin päämääränä kussakin menetelmässä oli siis kiinnityspiirin puolikkaiden s-parametrien määrittäminen. Referenssitaset pyrittiin säilyttämään samoina menetelmästä toiseen tulosten vertailtavuuden takaamiseksi.

ENSIMMÄINEN käytetyistä karakterisointimenetelmistä oli kiinnityspiirin mallittaminen peruskomponenteista, keloista, kondensaattoreista ja häviöllisistä siirtojohdoista koostuvalla ekvivalenttipiirillä. Kyseistä menetelmää käytetään yleisesti sähkötekniikassa laitteiden kuvaamiseen suunnittelua ja simulointia varten.

Aluksi transistorin paikalle kiinnityspiiriin asetettiin mikroliuskajohto (kuva 14) ja koko kiinnityspiirin, mukaan lukien PC7/SMA-sovittimet, s-parametrit mitattiin taajuuksilla 0 - 14 GHz 0,1 GHz:n välein. Tämän jälkeen kiinnityspiirille muodostettiin fysikaalista rakennetta vastaava piirimalli (kuva 15).



Kuva 14. Kalibroitikappaleena käytetty mikroliuskajohto.



Kuva 15. Kiinnityspiirin piirimalli. Impedanssit, viiveet ja vaimennukset on ilmoitettu taajuudella 0,9 GHz.

Kalibroitikappaleena toimineen mikroliuskaläpimenojohdon Z_L sähköiset ominaisuudet määrättiin kuvassa 14 esitetyistä mitoista seuraavasti.

Ominaisimpedanssi [23,Ha,s.52]

$$Z_0 = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}}{\frac{w_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln(\frac{w_e}{h} + 1,444)} \quad (4.1)$$

, jossa

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12 \frac{h}{w_e})^{-1}$$

ja

$$w_e = w + \frac{t}{\pi} (1 + \ln \frac{2h}{t})$$

Viive

$$\tau = \frac{l}{c_0} \sqrt{\epsilon_{r,eff}} \quad (4.2)$$

, jossa c_0 = valon nopeus tyhjiössä ja l = johdon pituus.

Johdinhäviöt [24, Hammerstad]

$$\alpha_c = 72 \frac{\sqrt{f(GHz)}}{w(mm)Z_0} \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (4.3)$$

Eristysainehäviöt [25, Schneider]

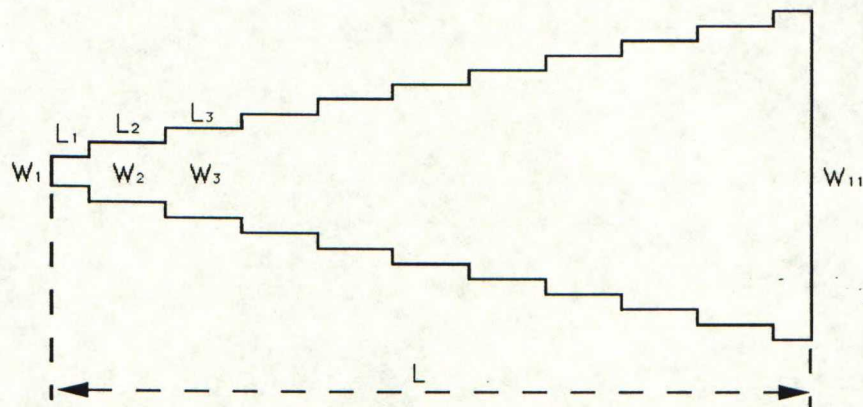
$$\alpha_d = 91 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \frac{\epsilon_{r,eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \tan \delta f(GHz) \left[\frac{dB}{m} \right] \quad (4.4)$$

Vaimennus

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d = (3,27 \cdot 10^{-3} \sqrt{f} + 0,711 \cdot 10^{-3} f) dB \quad (4.5)$$

Samoista kaavoista (4.1), (4.2) ja (4.5) laskettiin ominaisimpedanssit, viiveet ja vaimennukset myös niille yhdelletoista lyhyelle siirtojohdolle, joilla approksimoitiin suipennusjohtoa. Tarvittavat pituudet ja leveydet määritettiin kuvan

16 mukaisesti. SMA-liitin ja PC7/SMA-sovitin oli mallitettu jo suipennusjohdon suunnitteluvaiheen simulointipiiriä varten tällä kyseessä olevalla karakterisointimenetelmällä 50 ohmin linjan mittauksista.



$$L_1 = L_{11} = \frac{L}{20}, \quad L_2 \dots L_{10} = \frac{L}{10} \quad W_n = W_1 + (n-1) \frac{W_{11} - W_1}{10}$$

$$W_1 = 2,29 \text{ mm}, \quad W_{11} = 10,6 \text{ mm}, \quad L = 82,8 \text{ mm}$$

Kuva 16. Suipennusjohdon approksimointi siirtojohdoilla.

Piirimallin kapasitanssi C_g kuvaa suipennusjohdon leveän pään ja emitterin alle tuodun maadoitusmetallin välistä kytkentää. Tämän kaltaiselle tapaukselle ei löydy valmista kaavaa ja laskut tulisikin suorittaa kentänjakaumista lähtien. Kytkentä arvioitiin kuitenkin heikoksi ja päädyttiin approksimoimaan karkeasti tilannetta mikroliuskajohdon katkoksenä (gap). Viitteen [18,Hoffmann] kaavoilla laskemalla saatiin kapasitanssin C_g arvoksi noin 2 fF, joka on niin pieni ettei approksimoinnin virheestä tarvitse välittää.

Transistorin paikalle mahtui ominaisimpedanssiltaan vain noin 50 ohmin levyinen läpimenojohto. Tästä johtuen syntyy suipennusjohdon leveän pään ja läpimenojohdon liitoskohtaan suurehko epäjatkuvuus. Se mallitettiin sarjainduktanssilla L_s ja rinnakkaiskapasitanssilla C_s . Induktanssi L_s laskettiin ekvivalentin planaarisien aaltojohdon menetelmää ja Babinetin dualisuusperiaatetta käyttäen kaavalla [18,Hoffmann,s.276]

$$L_s = \frac{2Z_{01}w_{eff,1}\sqrt{\epsilon_{r,eff,1}}}{\pi c_0 \delta} \ln \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{w_{eff,2}}{w_{eff,1}}\right)} \quad (4.6)$$

, jossa $\delta = 2$ (symmetrinen tapaus)

Kapasitanssi C_s oletettiin hajakapasitanssiksi leveän johtimen päästä ja sen arvo saatiin kaavasta [18,Hoffmann,s.278]

$$C_s = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_{r,eff,1}}}{Z_{01}c_0} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w_1}{h} \right) \frac{w_1 - w_2}{2} \quad (4.7)$$

Kuvassa 14 on esitetty piirimallin elementtien arvot ennen optimointia. Malista lasketut s-parametrit seurailevat matalammilla taajuuksilla hyvin mitattuja, mutta n. 6 GHz:n jälkeen poikkeamat ovat huomattavia. Käyttäytymistä ylemmillä taajuuksilla yritettiin muuttaa ottamalla huomioon dispersio. Mikroliuskajohdolla etenevälle quasi-TEM-aaltomuodolle pätee staattinen approksimaatio, jossa ominaisimpedanssi ja efektiivinen suhteellinen dielektrisyysvakio ovat vain johtimen leveyden ja eristeen korkeuden suhteen, johdinmetallin paksuuden ja eristeen korkeuden sekä eristeen suhteellisen dielektrisyysvakion funktioita eli $f\left(\frac{w}{h}, \frac{t}{h}, \epsilon_r\right)$, pätee empiirisesti määritellyn yhtälön mukaan ylärajataajuudelle $f_{g,stat}$ asti

$$f_{g,stat} = 0,04 \frac{Z_0}{h} [MHz]$$

Tällöin efektiivinen leveys on aallonpituuden kahdeskymmenesosa. Esimerkkinä 50 ohmin johdolle kyseessä olevalla mikroliuskalla $f_{g,stat} = 2,5$ GHz. Piirimallin suipennusjohtoa kuvaavien siirtojohtojen ja läpimenojohdon ominaisimpedanssi ja viiveet saatettiin taajuudesta riippuviksi LSE-dispersiomallin mukaisesti seuraavilla kaavoilla [18,Hoffmann,s.168,s.176]

Viive

$$\tau(f) = \frac{l}{c_0} \sqrt{\epsilon_{r,eff}(f)} \quad (4.8)$$

, jossa

$$\epsilon_{r,eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{r,eff,stat}}{1 + G(\frac{f}{f_{p1}})^2}$$

ja jossa puolestaan

$$f_{p1} = \frac{c_0 Z_{0,stat}}{2h\eta_0}$$

ja

$$G = \frac{\pi^2(\epsilon_r - 1)}{12\epsilon_{r,eff,stat}} \sqrt{\frac{2\pi Z_{0,stat}}{\eta_0}}$$

Ominaisimpedanssi

$$Z_0(f) = \frac{h\eta_0}{w_{eff}(f)\sqrt{\epsilon_{r,eff}(f)}} \quad (4.9)$$

, jossa

$$w_{eff}(f) = w + \frac{w_{eff,stat} - w}{1 + (\frac{f}{f_{p2}})^2}$$

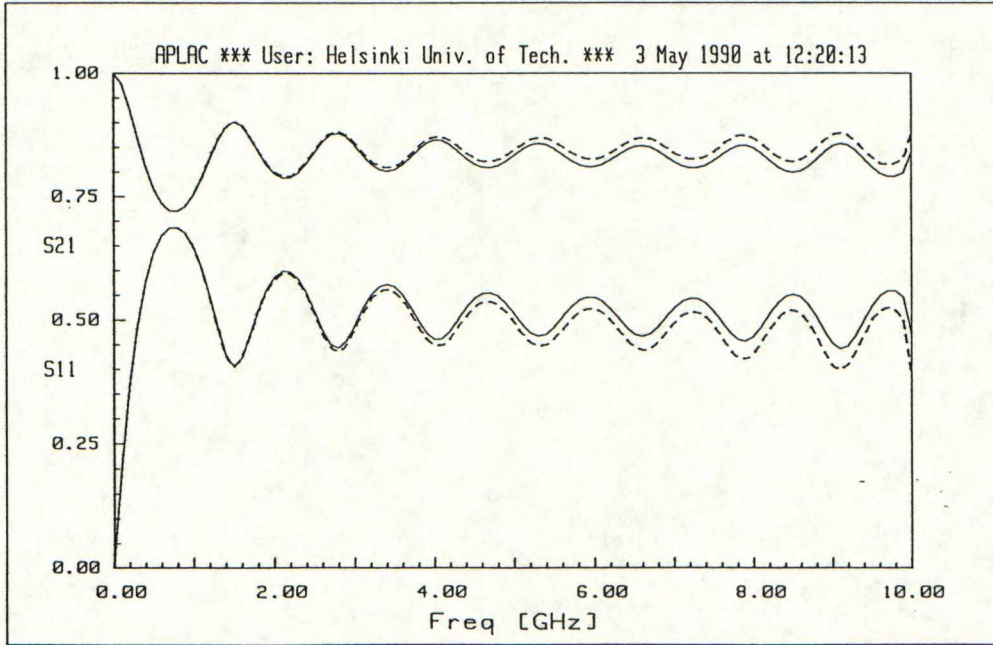
,

$$w_{eff,stat} = \frac{h\eta_0}{Z_0\sqrt{\epsilon_{r,eff,stat}}}$$

ja

$$f_{p2} = \frac{c_0}{2w_{eff,stat}\sqrt{\epsilon_{r,eff,stat}}}$$

Dispersion vaikutus mallin s-parametreihin havaittiin kuitenkin melko vähäiseksi (kuva 17).



Kuva 17. Dispersion vaikutus kiinnityspiirin piirimallin s -parametreihin s_{11} ja s_{21} . (- -) = dispersio mukana.

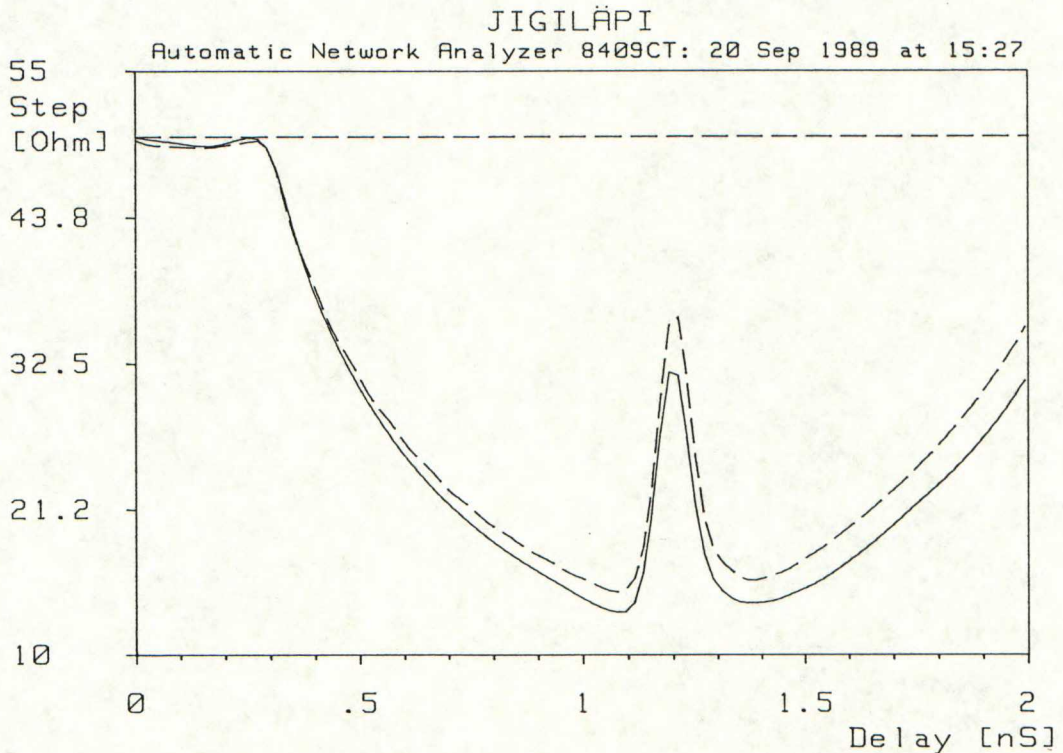
Piirimallin optimoitaviksi muuttujiksi valittiin liittimen ja sovittimen mallin induktanssi L_1 ja ominaisimpedanssit Z_a , Z_b ja Z_c , kapasitanssi C_g sekä epä-jatkuvuuskomponentit C_s ja L_s ja suipennusjohdon impedanssit, viiveet ja vaimennukset. Optimoinnin hallitsemiseksi ja muuttujien vähentämiseksi suipennusjohdon siirtojohtojen ominaisimpedansseja, viiveitä ja vaimennuksia skaalattiin kutakin suuretta yhdellä muuttujalla: viiveitä ja vaimennuksia suoraan kertomalla, mutta ominaisimpedansseja seuraavan yhtälön mukaisesti.

$$Z_n = 50,28 - K(50,28 - Z_{n,0}) \quad (4.10)$$

jossa K =optimoitava muuttuja ja $Z_{n,0}$ = alkuperäinen mitoista laskettu ominaisimpedanssi. Tällöin suipennusjohdon kapeamman päään ominaisimpedanssi Z_1 pysyy koko ajan vakiona samoin impedanssiprofilin muoto pitkin johtoa. Ainoastaan impedanssin kokonaismuutos johdon matkalla on optimoitavana.

Piirimalli säilytettiin koko ajan symmetrisenä.

Piirimallin edellä mainitut elementtiarvot optimoitiin aluksi aika-alueessa seuraavasti. Sekä kiinnityspiiristä mitatulle s_{11} :lle ja piirimallista lasketulle s_{11} :lle tehtiin käänteinen Fourier-muunnos. Muunnosta integroimalla saadaan tulokseksi piirin askelvaste, joka vastaa askelherätteellä tehtyä TDR-analyysiä [26,Veijola,s.76]. Askelvasteet esitettiin impedanssiprofilina ajan funktiona, mutta profiili voidaan myös käsittää piirin alkupäästä mitatun etäisyyden funktioksi, kun etäisyys $s = \frac{vt}{2}$ (v =aallon etenemisnopeus piirissä). Kahdella jako johtuu siitä, että kyseessä oleva aika t on aallon kulkema aika piirin alkupäästä heijastuskohtaan ja takaisin. Askelvasteista voitiin tunnistaa piirin eri osista aiheutuneet heijastukset. Mitatun sekä mallin vasteiden poikkeamien perusteella muutettiin käsin elementtiarvoja mallin sovittamiseksi mittaustuloksiin. Sovituksessa painotettiin piirin alkuosaa, koska loppuosan heijastukset vaimenevat voimakkaasti piirin keskiosan suurissa epäjatkuvuuksissa. Aika-alueessa optimoitu askelvaste sekä mittaustuloksista laskettu askelvaste on kuvassa 18.



Kuva 18. Kiinnityspiirin piirimallin aika-alueessa optimoitu askelvaste (---) sekä kalibroitimittauksesta laskettu askelvaste (—).

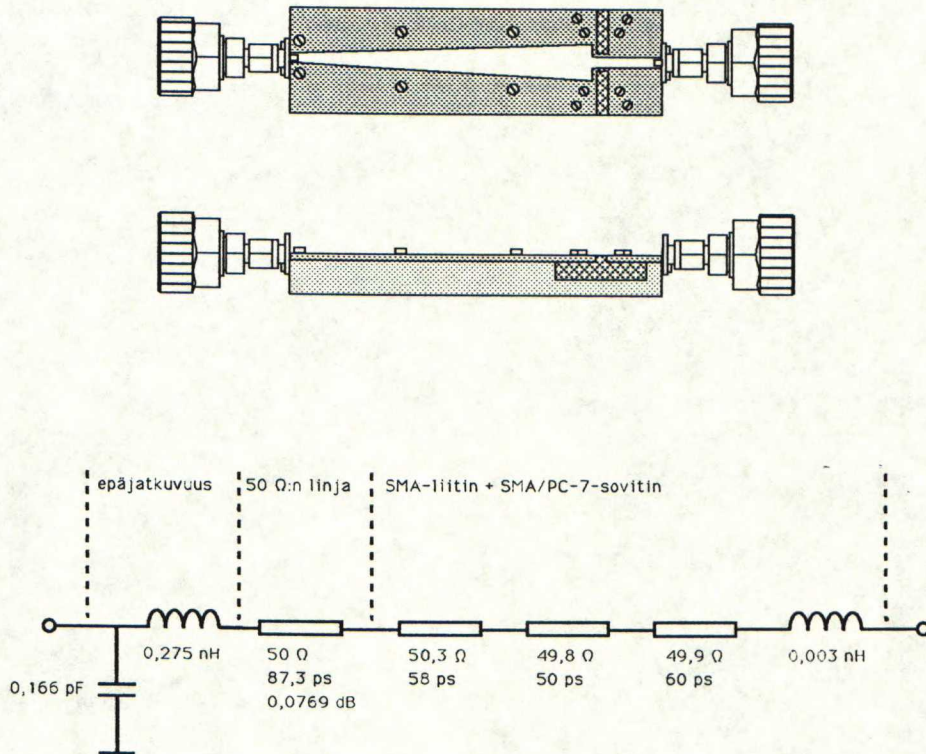
Koska transistorien aika-alueen mittaussjärjestelmän kannalta tarkka karakterisointi on tärkeää juuri perustaajuuden harmonisilla, piirimallin kaikki s-parametrit vaiheineen optimoitiin vielä taajuusalueessa (0,9-7,2 GHz, 0,9 GHz:n välein) APLAC:n optimointirutiinilla. Aika-alueen mittaustulosten kuorinnassa tarvittavat puolikkaiden s-parametrit laskettiin pitäen referensitasoina kuvaan 15 merkittyjä A:ta ja B:tä.

Karakterisointimenetelmänä piirimallituksen etu on havainnollisuus. Piirimallin elementit kuvaavat suoraan fysikaalisia rakenteita. Piirimalli myös käyttäytyy hallitusti taajuuden funktiona, eikä suuria poikkeamien yhtäkkisiä vaihteluita eikä suuria yksittäisiä virheitä voi esiintyä. Lisäksi piirimallin käsittely on vaivatonta piirisuunnitteluohjelmissa.

Suurin vaikeus on mallin oikean rakenteen löytäminen. Rakenne vaikuttaa olennaisesti siihen, kuinka tarkkaan vastaavuuteen mittausten kanssa optimoinnilla päästään.

TOISESSA menetelmässä valmistettiin kiinnityspiirin puolikas (kuva 19). Mekaanisella samankaltaisuudella pyrittiin saavuttamaan myös mahdollisimman hyvä sähköisten ominaisuuksien yhtenevyys alkuperäisen puolikkaan kanssa. Mittaamalla tämä erillinen puolikaspiiri saadaan selville myös alkuperäisen puolikkaan s-parametrit.

Puolikaspiirin transistorin puoleiseen päähän kiinnitettiin liitin ja sovitin mitaamista varten. Jotta liitin ei häiritsisi suipennusjohdon leveän pään lähellä ja maadoitusmetallien välissä olevaa kenttää, suipennusjohdon päästä alkavaa 50 ohmin linjaa jatkettiin kauemmaksi. Koko puolikaspiirin s-parametrit mitattiin taajuuksilla 0,1 - 14 GHz 0,1 GHz:n välein.



Kuva 19. Kiinnityspiirin puolikas ja sen loppuosan piirimalli.

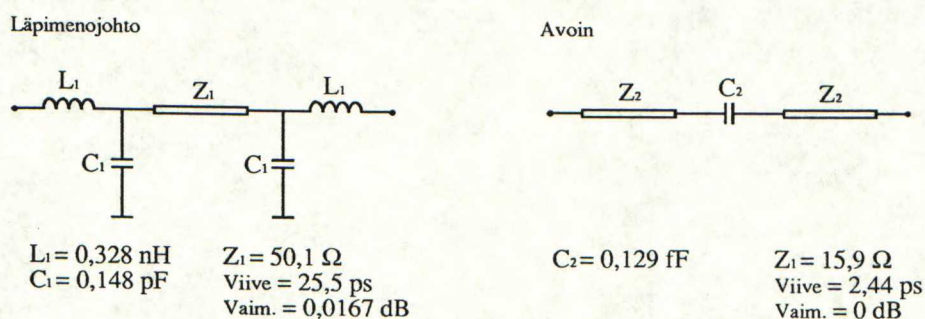
Koska loppupään referenssitaso haluttiin siirtää samaan kohtaan kuin ensimmäisessä menetelmässä eli suipennusjohdon leveään päähän ennen epäjatkuvuutta, piti mittaustuloksista kuoria pois sovittimen, liittimen, 50 ohmin linjan ja epäjatkuvuuden vaikutus pois. Kuoriminen suoritettiin APLAC-ohjelmalla lisäämällä negatiivisiä piirielementtejä mitatun, koko puolikaspiiriä vastaavan kaksiportin perään. Kuorittujen osien piirimalli on kuvassa 19. Sovittimen ja liittimen malli oli määritetty jo suipennusjohdon suunnittelun simulointipiiriä varten ja ensimmäisen piirimallin osaksi. Komponenttiarvotahan määrättiin 50 ohmin linjan mittaustuloksista aika-alueen optimoinnilla. Epäjatkuvuudelle käytettiin samaa kaavoilla (4.6) ja (4.7) laskettua piiriä, ja 50 ohmin linjan impedanssi, viive ja vaimennus laskettiin mitoista kaavoilla (4.1), (4.2) ja (4.5).

Tämän menetelmän hyvä puoli on, että päästään miltei suoraan mittaamaan kiinnityspiirin puolikkaan ominaisuudet. Vain kohtuullisen tarkasti mallitetta-

vat osat joudutaan kuorimaan pois.

Ongelmana on, ettei lopullisten tulosten tarkkuutta voi arvioida vertaamalla niitä koko kiinnityspiirin mittaustuloksiin. Vertaaminen on kyllä mahdollista yhdistämällä kahdesta puolikasta vastaavasta kaksiportista ja vaikka läpimenojohdosta kokonaisen piirin malli. Mutta mallin optimointi, joka on mahdollista ainoastaan puolikkaista kuorittavia osia muuttamalla, johtaa jo harhaan. Mittausvirheen lisäksi puolikaspiirin valmistuksen toleranssit ja kuorittujen osien mallitusvirheet aiheuttavat epätarkkuutta lopullisiin tuloksiin.

KOLMANNESSA karakterisointimenetelmässä periaatteena oli laskea kiinnityspiirin puolikkaiden s-parametrit kalibrointimittauksista, joissa käytettäisiin lopulliseen piiriin sijoitettavia kalibrointikappaleita. Aluksi mittaukset suoritettiin oikosulun, läpimenojohdon ja avoimen kanssa, mutta tuloksista havaittiin, että oikosulku poikkesi tuntuvasti ideaalisesta, ja mahdollottomana mallitettavana sen käytöstä oli luovuttava. Olettamalla piiri täysin symmetriseksi voitiin CADEP-ohjelmalla laskut kuitenkin suorittaa kahta kalibrointikappaletta käyttäen [20, Silvonon]. Koska läpimenojohto ja avoin eivät nekään olleet ideaalisia, niille käytettiin mitoista laskettuja malleja (kuva 20). Mallit on laskettu CADEP-ohjelman proseduureilla ja ne perustuvat lähteeseen [24, Hammerstad]. Läpimenojohdon malli sisältää myös epäjatkuvuudet.

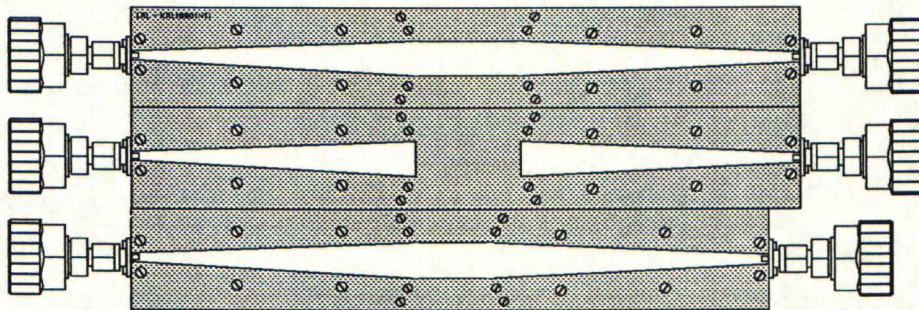


Kuva 20. Kalibrointistandardeina käytettyjen läpimenojohdon ja avoimen piirimallit.

Tämän menetelmän tarkkuus riippuu vain mittaustarkkuudesta ja kalibrointikappaleiden mallien tarkkuudesta sekä symmetrisyysoletuksen virheestä. Ir-

rotettavien kalibrointikappaleiden tekeminen mikroliuskaympäristöön osoittautui odotetusti vaikeaksi. Niiden kiinnityksen vaihtelevuus vaikuttaa sähköisiin ominaisuuksiin melkoisesti niin, että mitoista laskettu malli on vain jonkinlainen arvio.

Käytetyistä karakterisointimenetelmistä NELJÄNNESSÄ laskettiin kiinnityspiirin puolikkaiden s-parametrit samalla tavoin koko piirin mittaustuloksista kuin kolmannessa menetelmässä. Kalibrointikappaleina käytettiin kuitenkin nyt kahta eri pituista linjaa ja heijastuskappaletta (TCT-kalibrointi). Niitä varten piti valmistaa erilliset kalibrointipiirit (kuva 21).



Kuva 21. Kalibrointipiirit TCT-menetelmässä.

TCT-kalibroinnissa linjojen erotuksen tulisi olla suurimmalla mittaustaajuudella lyhyempi kuin 160° ja pienimmällä taajuudella pidempi kuin 20° . Jos erotus lähestyy 0° :aa tai 180° :aa, laskennan epätarkkuus kasvaa jyrkästi. Tässä tapauksessa piiri tahdottiin kalibroida taajuuksilla 0,9 - 10 GHz. Kun valitaan 10 GHz:n taajuudella erotukseksi 160° , niin 0,9 GHz:n taajuudella se on vielä $14,1^\circ$ ja tällöin erotus fyysisesti on 8,89 mm. Linjojen pituuksiksi valittiin 30 mm ja 21,1 mm.

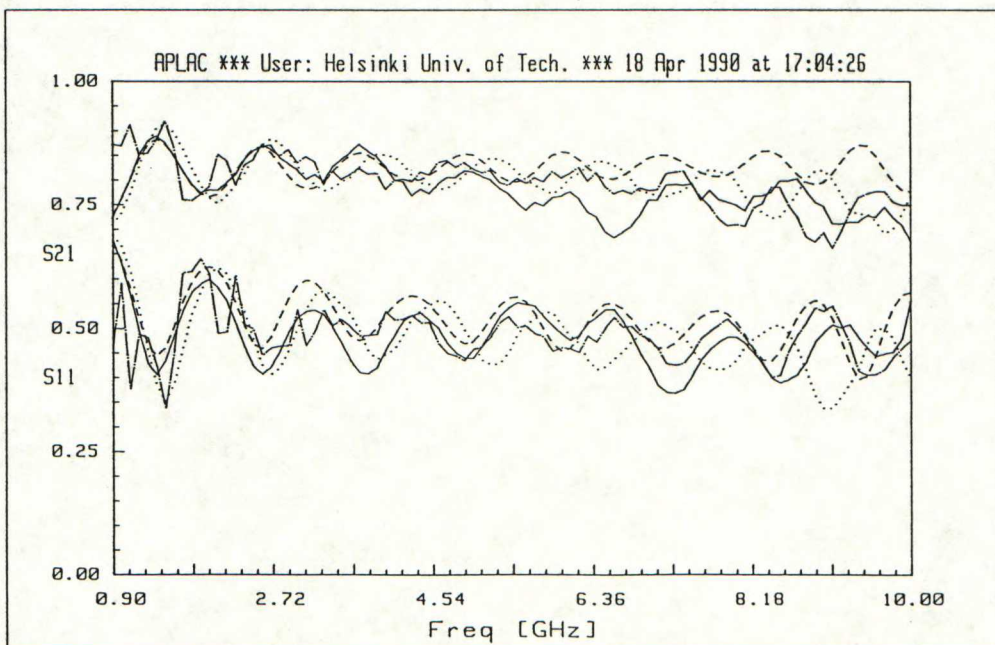
Kalibrointikappaleet ovat kiinteästi mikroliuskalle valmistettuina tarkkoja ja niiden mallitus on kirjallisuuden avulla hyvin hallittavissa. Heijastuskappale mallitettiin mikroliuskakatkoksena (gap) [24, Hammerstad] ja linjat mikroliuskajohtimina. Epäjatkuvuudet pystyttiin välttämään käyttämällä suipennus-

johdon leveän pään levyisiä linjoja.

Kun lopullisia puolikaspiirien s-parametrejä laskettiin (CADEP), symmetrisyysoletusta ei tarvinnut tehdä, sillä kolme kalibrointistandardia riittää puolikkaiden s-parametrien yksikäsitteiseen määrittämiseen. Mahdollisesti virheitä aiheuttavat enää piirikuvioinnin ja liitinten kiinnityksen toleranssit ja kalibrointistandardien mallien epätarkkuudet sekä luonnollisesti kalibrointimittausten epätarkkuus.

4.3. Karakterisoinnin tulokset

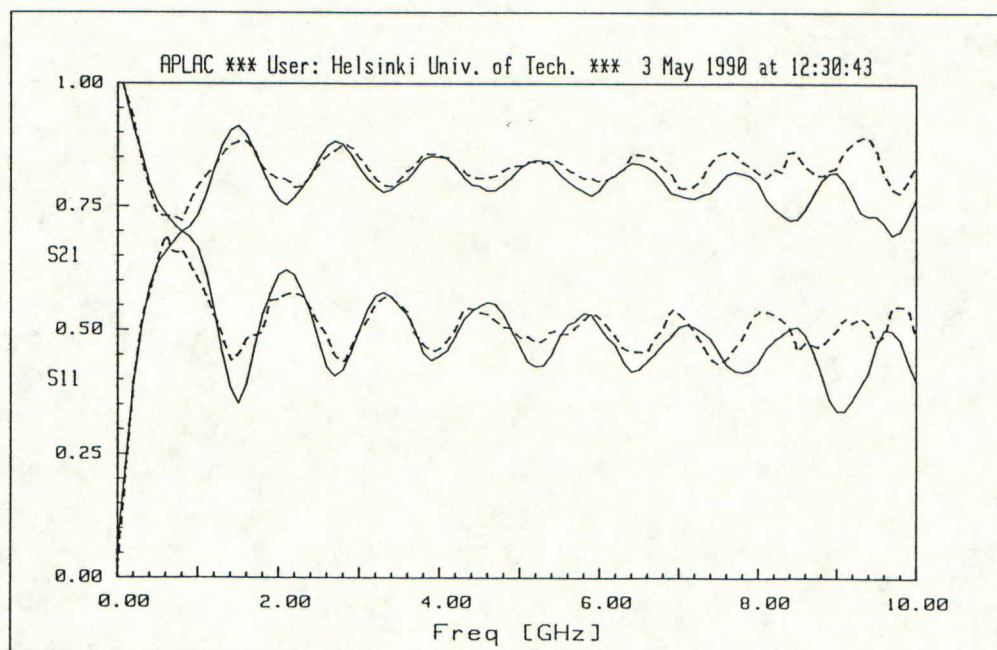
Karakterisointien tuloksena saatiin kiinnityspiirien puolikkaiden s-parametrit taajuuksilla 0,9 - 10 GHz neljällä eri tavalla määritettyinä (kuva 22). Koska puolikaspiirit ovat resiprookkisia eli niiden $s_{22} = s_{11}$ ja $s_{12} = s_{21}$, vertailussa tutkitaan vain parametreja s_{11} ja s_{21} . Neljännessä menetelmässä ei oletettu kiinnityspiiriä symmetriseksi ja sillä saadut puolikaspiirien s-parametrimatriisit ovat siksi erilaisia. Tulosten vertailussa (kuva 22) on käytetty tulopuolen s-parametreja.



Kuva 22. Kiinnityspiirin puolikkaiden sirontaparametrit s_{11} ja s_{21} neljällä eri menetelmällä määritettynä. (1. ---, 2. —, 3. - · - · -, 4. ·····)

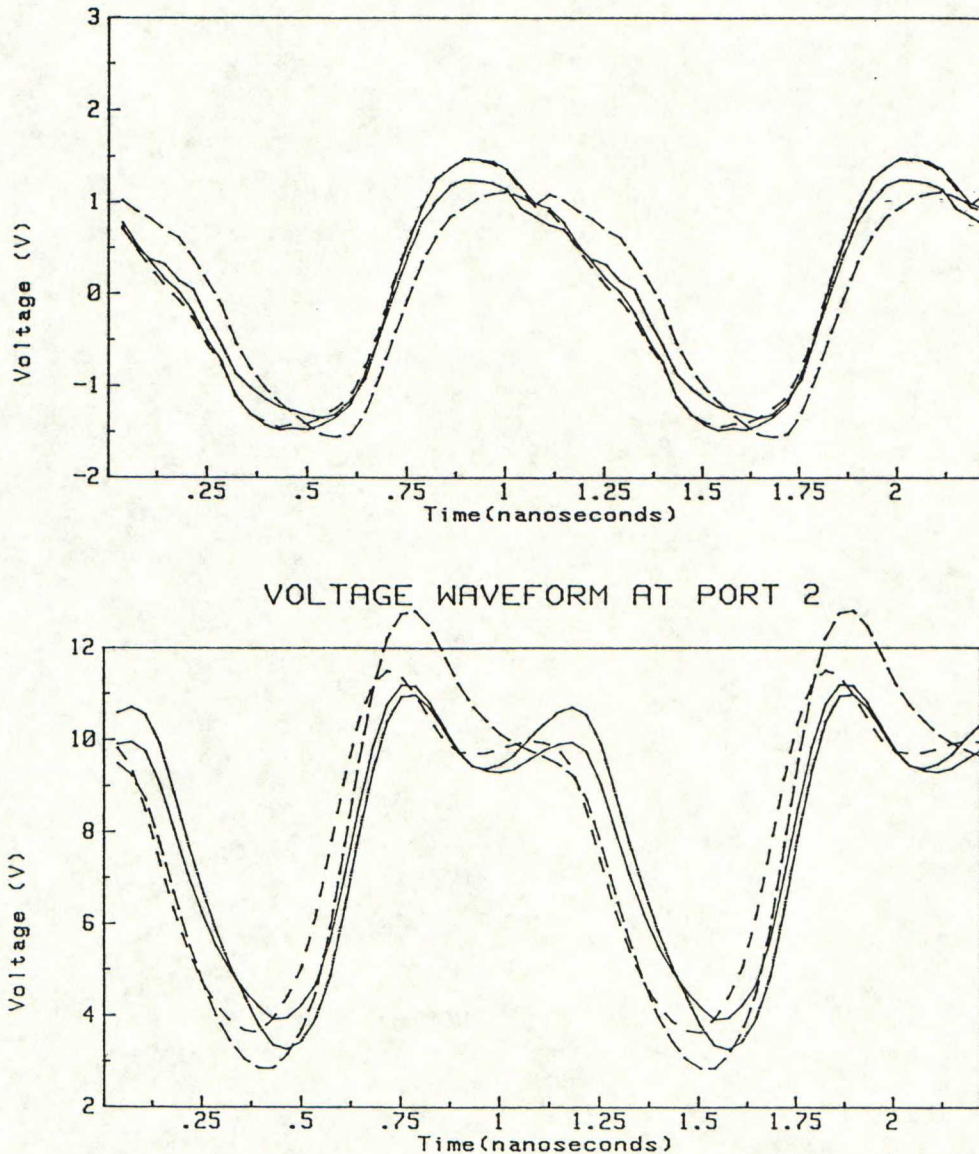
Kuvasta 22 havaitaan, että piirimallimenetelmän (menetelmä 1) s -parametrit käyttäytyvät kauniisti koko taajuusalueella, mutta alkavat korkeammilla taajuuksilla poiketa muista. Poikkeama kertoo, että piirimallin rakenne ei ole riittävän tarkka pystyäkseen kuvaamaan piirin ominaisuuksia korkeammilla taajuuksilla. Malli ei ota huomioon piiristä säteilevän tehon aiheuttamaa vaimennuksen lisääntymistä taajuuden kasvaessa. Kolmannen menetelmän laskennassa on epävarmuutta matalilla taajuuksilla, mikä on merkki kalibrointikappaleen epäonnistuneesta tasavirtaliitoksesta. Kuitenkin epävarmuus on aika-alueen mittaussysteemin perustaajuuden (0,9 GHz) alapuolella.

Kolmessa ensimmäisessä menetelmässä tehdyn symmetrisyysoletuksen aiheuttamaa virhettä voidaan arvioida menetelmällä 4 saatujen tulo- ja lähtöpuolen puolikaspiirien s -parametrien erilaisuuden avulla (kuva 23). Erilaisuutta voidaan kuvata myös parametrien keskipoikkeamalla kuten tutkittaessa transistorin kiinnityksen toistettavuutta kappaleessa 3.5. Poikkeamaksi saatiin 0,06. Symmetrisyysoletuksen virhe on samaa luokkaa transistorin uudelleen kiinnittämisen aiheuttaman virheen kanssa, mutta eri karakterisointimenetelmien aiheuttamiin poikkeamiin verrattuna pieni.



Kuva 23. Kiinnityspiirin s -parametrien epäsymmetrisyys. s -parametrit on määritetty menetelmällä 4. (— = tulopuoli, - - - = lähtöpuoli)

Karakterisointimenetelmien tulosten eroavuudet näkyvät lopullisina mittaus-
tuloksina saatavissa aika-alueen käyrämuodoissa kuvien 24 a) ja b) mukaises-
ti. Mittaustulokset on kuorittu eri menetelmillä saatuja puolikkaiden s-
parametreja käyttäen. Jos oletetaan, että neljännen menetelmän absoluut-
tinen virhe on pienempi kuin eri menetelmien hajonta, neljännellä menetelmäl-
lä suoritettua karakterisointia on hyvinkin pidettävä riittävän tarkkana aika-
aluemittauksia varten.



Kuva 24. Karakterisointimenetelmien tulosten erot kuorituissa kanta- ja kol-
lektorijännitteiden aika-alueen käyrämuodoissa. (Menetelmä 1. —, 2. - - -
-, 3. - - - -, 4. - · - · -)

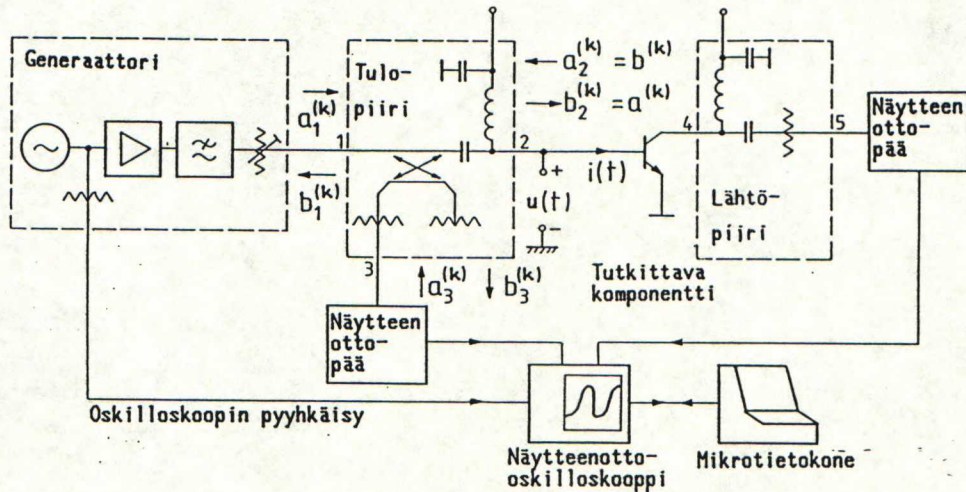
5. TEHOTRANSISTORIMITTAUSTEN SUORITTAMINEN MITTAUSJÄRJESTELMÄSSÄ

5.1. Yleistä

Tehotransistoria käytetään usein epälineaarisella toiminta-alueella suuremman hyötysuhteen saavuttamiseksi. Jotta transistorin toiminta hallittaisiin myös piirisuunnittelussa, tarvitaan tarkkoja epälineaarisia malleja. Mallien kehittämisessä puolestaan tarvitaan epälineaarisesta toiminnasta enemmän kertovia mittaustuloksia, joita on mahdollista saada aika-alueen mittauksilla. Aika-alueen mittausjärjestelmän edut verrattuna taajuusalueen mittalaitteisiin saavutetaan juuri mitattaessa epälineaarista komponenttia. Komponentin toimintaa hyvin kuvaavat jännitteiden ja virtojen käyrämuodot saadaan suoraan näkyville.

Tutkimusprojektissa aikaisemmin kehitetyn UHF-transistorien aika-alueen mittausjärjestelmän (kuva 25) [16,Sipilä,Lehtinen] periaatteena on mitata sekä transistorilta heijastunut että sen läpäissyt jänniteaalto, kun herätteenä on jaksollinen sinimuotoinen signaali. Jännitteet mitataan ajan funktiona digitaalisella näytteenotto-oskilloskoopilla ja käyrämuodot talletetaan sekä siirretään tietokoneelle. Tietokone kääntää tulokset Fourier-muunnoksella taajuusalueeseen, jossa kuoritaan pois mittauspiirin vaikutus. Sen jälkeen käänteisellä Fourier-muunnoksella saadaan näkyville transistorin kannalla ja kollektorilla vallitsevat jännitteiden ja virtojen käyrämuodot.

Tässä työssä valmistettua kiinnityspiiriä tarvittiin tehotransistorien mittaukseen kyseessä olevassa mittausjärjestelmässä. Tehotransistorimittaukset olivat jo alunperin koko tutkimusprojektin tavoitteena.



Kuva 25. Aika-alueen mittausjärjestelmä.

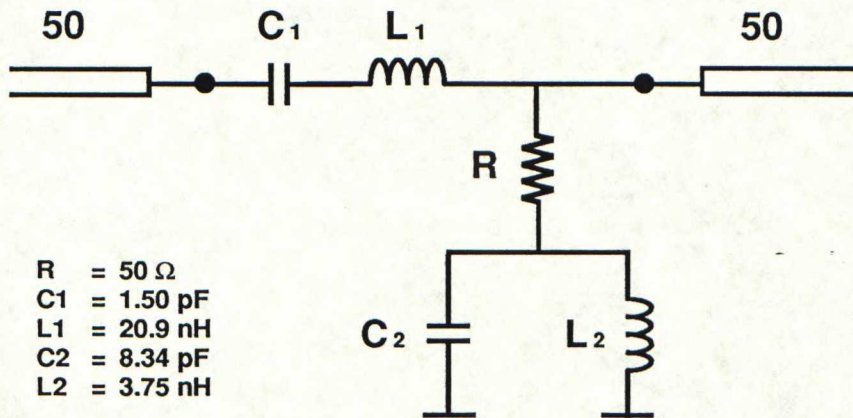
5.2. Järjestelmän vaatimat muutokset

Tehotransistorimittauksia varten aika-alueen mittausjärjestelmään vaadittiin muutoksia sekä transistorin kiinnittämiseksi järjestelmään että riittävän tehokkaan herätesignaalin saamiseksi transistorille. Suurin muutos oli itse kiinnityspiirin valmistaminen mitattaville transistoreille. Mittaustulosten kuorimista varten kiinnityspiirin sirontaparametrit talletettiin mittausohjelmaan.

Jotta mitattavat tehotransistorit (BLT91/SL ja MRF557) toimisivat nimellistehollaan, niitä ohjaamaan tarvitaan n. 26 dBm tehoinen signaali. Mittausjärjestelmästä saatava suurin lineaarinen signaaliteho on 27,4 dBm, sillä vahvistimen 1 dB:n kompressiopiste on 29 dBm ja suuntakytkimen ja bias-piirin vaimennukset ovat 0,6 ja 1,0 dB. Signaalitehoa ei ole siis tuhlattavana epäsovituksiin kuin reilut 1 dB.

Piensignaali-transistorien mittauksissa suodattimen perään oli asennettu 10 dB:n vaimennin. Muuten suodatin olisi heijastanut kaiken harmonisilla taajuuksilla olevan tehon takaisin transistorille ja mittaustulokset olisivat vääristyneet herätesignaalin muuttuessa. Tehotransistorimittauksissa ei vaimenninta

voitu käyttää harmonisten heijastusten välttämiseksi ja siksi rakennettiin piiri, joka läpäisee perustaajuuden, mutta vaimentaa harmonisia, siis eräänlainen diplekseri (kuva 26).



Kuva 26. *Diplekseri.*

Diplekserin resonanssiipiirien hyvyyslukujen eli Q -arvojen tuli olla samat ja resonanssitaajuuden 0,9 GHz. Kaistanleveys sai olla suuri piirin viritettävyyden helpottamiseksi kunhan toinen harmoninen (1,8 GHz) oli jo selvästi kaistan ulkopuolella. Kapasitanssiarvot valittiin edellä mainittujen ehtojen pohjalta käytettävissä olevista chip-kondensaattoreista siten, että niistä laskemalla saataisiin lähes yhtäsuuret Q -arvot väliltä 1 - 5. Induktanssien suuruudet laskettiin resonanssitaajuudesta, mutta ne olivat vain teoreettisia, sillä kelat valmistettiin itse lakkaeristeisestä kuparijohtimesta vääntämällä. Keloja muuttamalla piirit viritettiin resonanssitaajuudelle. 50 ohmin vastus saatiin kytkemällä rinnan kaksi 100 ohmin chip-vastusta. Diplekseri valmistettiin samanlaista mikroliuskalevyä käyttäen kuin kiinnityspiirikin ja liittiminä olivat SMA-liittimet. Taulukossa 2 on diplekserin s_{11} muutamalla harmonisella, kun toisessa portissa on oikosulku kuvaten suodatinta estokaistalla. Läpimenovaimennus perustaajuudella on n. 0,74 dB, joten tehon riittävyysvaatimus täyttyy.

Freq (GHz)	s_{11} (dB)	s_{11} (deg)
0.9	-11.5	0.91
1.8	-24.3	-105
2.7	-12.0	110
3.6	-6.5	-17
4.5	-2.7	-145
5.4	-13.8	136

Taulukko 2. *Diplekserin heijastuskerroin muutamalla harmonisella taajuudella, kun toisessa portissa on oikosulku kuvaten mittausjärjestelmän suodatinta estokaistalla.*

5.3. Transistorin stabiilisuus

Transistori on mittauksissa epästabiili, jos jollakin taajuudella sen sisäänmenon tai ulostulon heijastuskerroin kyseessä olevassa mittauskytkennässä on suurempi kuin 1. Epästabiilisuuden aiheuttama värähtely voi olla matalataajuisista, mikä johtuu kytkennän differentiaaliyhtälön tuottamista aliharmonisista taajuuksista. Jos taas epästabiilisuuden resonanssitaajuus on lähellä mittaustaajuutta, voi tapahtua injektiohäiriö.

Stabiilisuutta voi laskemalla tutkia lähde- ja kuormaimpedanssien funktiona, jos transistorin s-parametrit ovat tunnettuja. Periaatteessa nämä tarkastelut pätevät vain transistorin toimiessa lineaarisesti, sillä s-parametrit ovat vain tällöin määriteltyjä. Epälineaarisessa tapauksessa on rajoitetusti mahdollisuus käyttää suursignaali-s-parametreja [27, Laitinen]. Tosin on huomattu, että jos transistori on stabiili lineaarisessa toiminnassa, niin se on sitä myös epälineaarisessa.

Mitattavien transistorien (BLT91/SL ja MRF557) stabiilisuutta tutkittiin piensignaali-s-parametreista laskettujen ja Smithin kartalle piirrettyjen stabiilisuusympyröiden avulla. Niistä voidaan nähdä, millä lähde- ja kuormaimpedansseilla transistori on stabiili ja millä ei. Transistorien s-parametrit mitattiin mittaustaajuuden ympärillä (0,8 , 0,9 ja 1,0 GHz) piirianalysaattoril-

la HP8409A sekä matalilla taajuuksilla (100 ,150 ja 200 MHz) varta vasten rakennetun mittausalustan avulla piirianalyysaattorilla HP4195A. Mittaukset suoritettiin lisäksi kahdessa eri toimintapisteessä: $V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=300\text{ mA}$ ja $V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=50\text{ mA}$ transistorille BLT91/SL sekä $V_{ce}=10\text{ V}$, $I_c=250\text{ mA}$ ja $V_{ce}=10\text{ V}$, $I_c=50\text{ mA}$ transistorille MRF557. Korkeammilla taajuuksilla mitatuista s-parametreista kuorittiin APLAC-piirianalyysiohjelmalla kiinnityspiirin vaikutus pois kumoamalla kumpikin puolikas viereen sijoitetulla vastaavalla negatiivisella verkolla (liite 2). BLT91/SL:lle määritetyt s-parametrit ovat taulukoissa 3a ja 3b ja MRF557:lle taulukoissa 4a ja 4b. Stabiilisuusympyröiden perusteella molemmat transistorit olivat ehdottomasti stabiileja matalammilla taajuuksilla. Mittaustaajuuden ympäristössäkkin transistorit olivat stabiileja, mutta eivät kaikilla lähde- ja kuormaimpedansseilla.(kuvat 27 ja 28)

a)

Freq (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	mag	pha	mag	pha	mag	pha	mag	pha
0,9	0,88	148	1,62	51,3	0,08	58,9	0,61	164
1,8	0,91	118	0,84	20,7	0,15	39,0	0,66	143
2,7	0,89	86,4	0,64	-12,4	0,22	13,9	0,66	124
3,6	0,87	67,5	0,52	-31,6	0,26	-2,7	0,67	105

b)

Freq (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	mag	pha	mag	pha	mag	pha	mag	pha
0,9	0,88	149	1,56	47,3	0,08	55,0	0,48	176
1,8	0,91	119	0,77	13,4	0,14	40,7	0,59	156
2,7	0,90	86,9	0,55	-18,7	0,22	17,3	0,66	136
3,6	0,88	67,9	0,43	-33,7	0,26	0,2	0,71	114

Taulukko 3. BLT91/sl:n sirontaparametrit toimintapisteissä a) $V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=300\text{ mA}$ ja b) $V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=50\text{ mA}$.

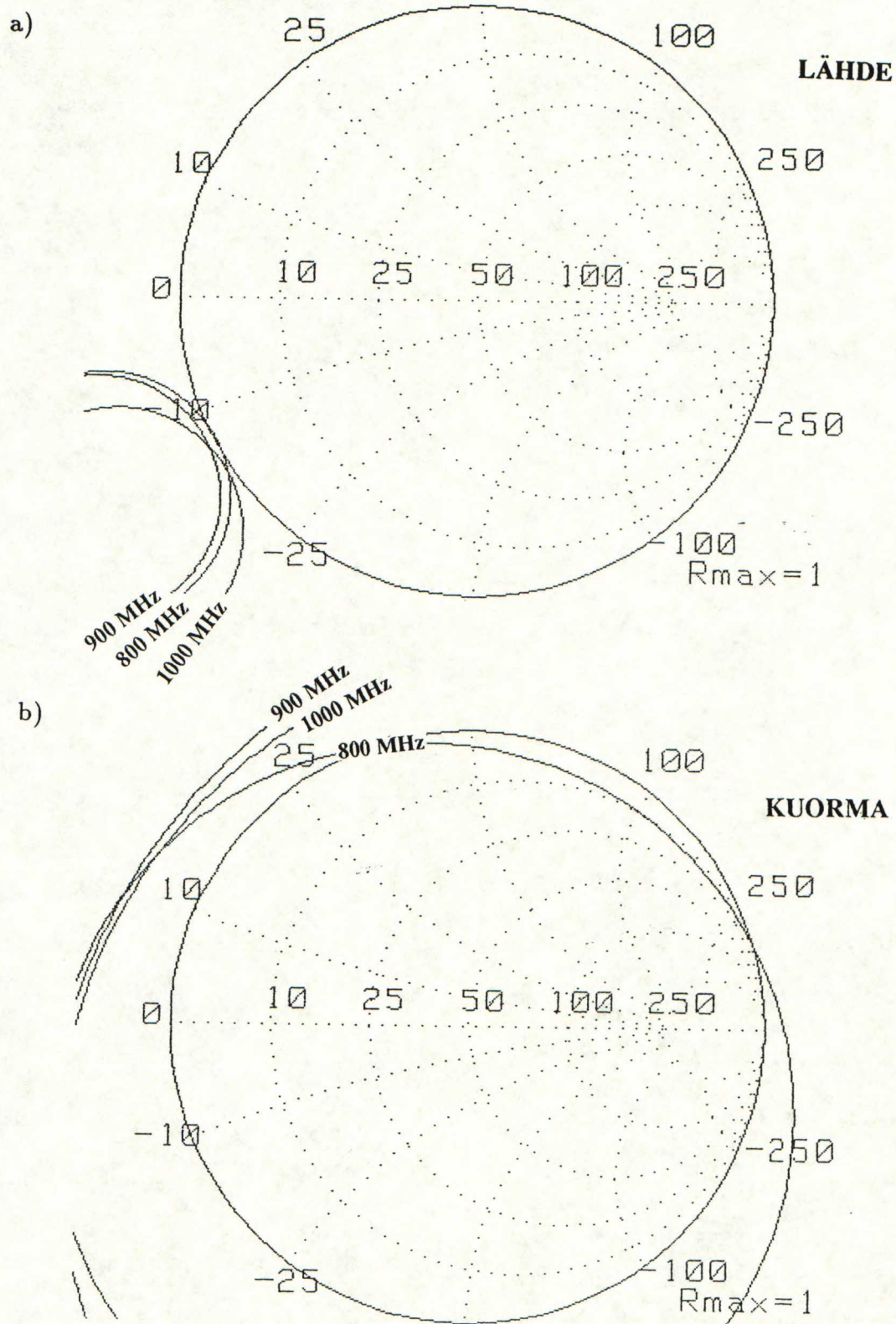
a)

Freq (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	mag	pha	mag	pha	mag	pha	mag	pha
0,9	0,86	157	1,76	50,7	0,09	57,6	0,43	175
1,8	0,90	132	0,91	21,0	0,16	49,1	0,51	161
2,7	0,89	110	0,64	- 5,8	0,25	33,2	0,59	150
3,6	0,88	94,7	0,50	-17,2	0,31	20,7	0,64	134

b)

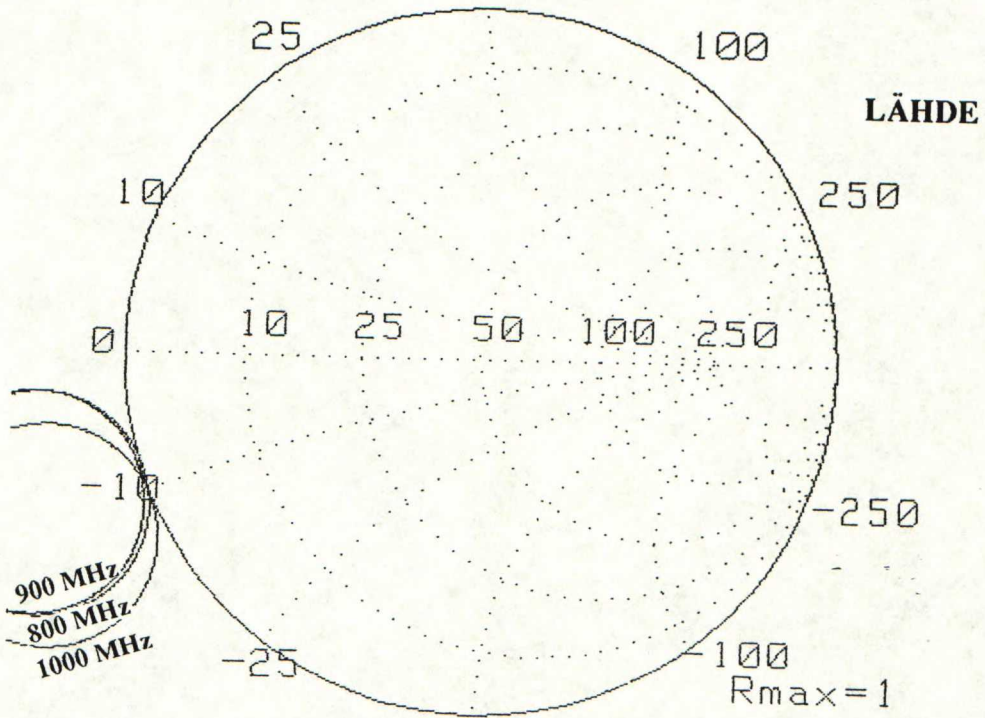
Freq (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	mag	pha	mag	pha	mag	pha	mag	pha
0,9	0,85	158	1,79	49,9	0,08	54,6	0,36	-171
1,8	0,90	133	0,91	19,5	0,16	51,0	0,48	- 173
2,7	0,90	111	0,62	- 6,1	0,25	35,3	0,61	157
3,6	0,88	94,8	0,48	-15,7	0,31	22,0	0,68	138

Taulukko 4. MRF557:n sirontaparametrit toimintapisteissä a) $V_{ce}=10\text{ V}$, $I_c=250\text{ mA}$ ja b) $V_{ce}=10\text{ V}$, $I_c=50\text{ mA}$.

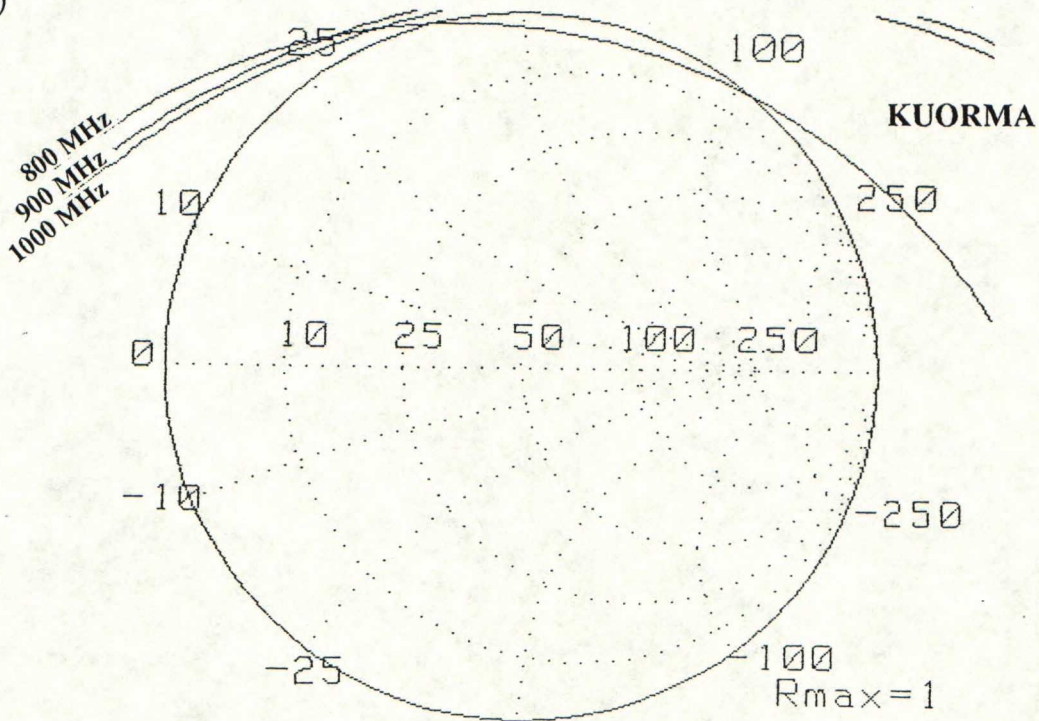


Kuva 27. Transistorin BLT91/SL stabiilisuusympyrät toimintapisteessä $V_{ce}=8\text{ V}$, $I_c=300\text{ mA}$. Stabiilit alueet a)-kohdassa ympyröiden ulkopuoli ja b)-kohdassa sisäpuoli.

a)



b)



Kuva 28. Transistorin MRF557 stabiilisuusympyrät toimintapisteessä $V_{ce}=10$ V, $I_c=250$ mA. Stabiilit alueet: a) ympyröiden ulkopuoli, b) sisäpuoli.

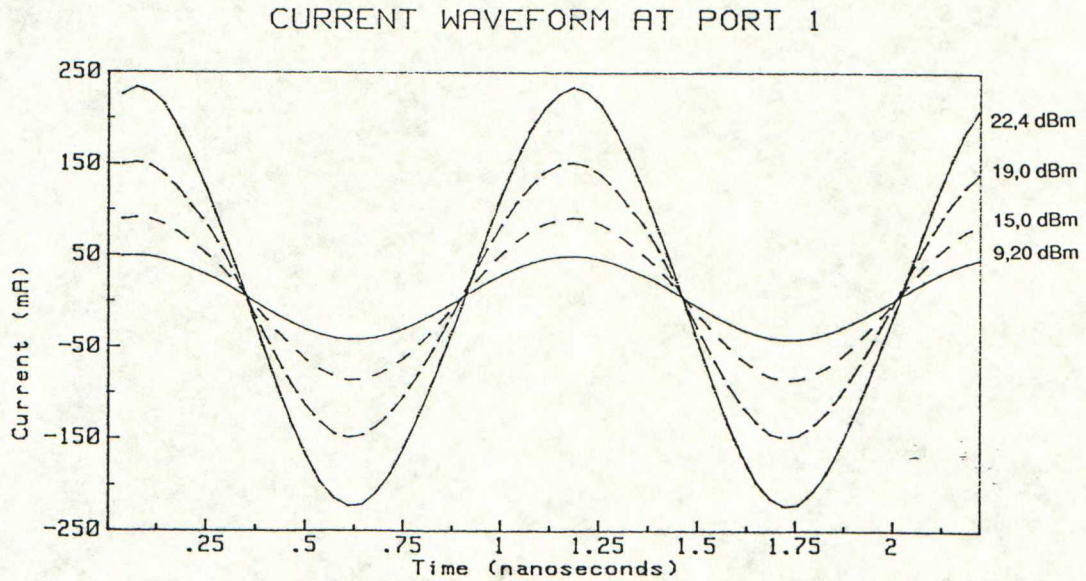
5.4. Mittaustuloksia

Aika-alueen käyrämuodot mitattiin UHF-alueen bipolaaritehotransistoreille BLT91/SL ja MRF557. Lisäksi mittaustuloksina saatiin perustaajuuden tuloimpedanssi ja vahvistus. Suureet mitattiin signaalin tehotason funktiona ja kahdessa eri toimintapisteessä vastaten A- ja C-luokan toimintaa.

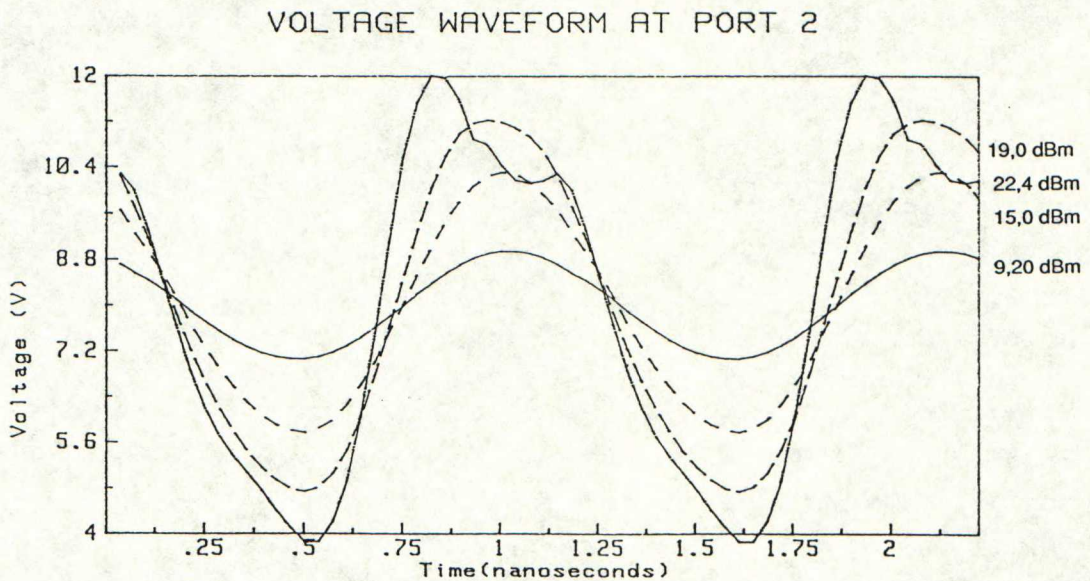
Esimerkkejä jännitteen ja virran käyrämuodoista transistorien kannalla ja kollektorilla on esitetty kuvissa 29-32. A-luokassa (kuvat 29,30) virrat ja jännitteet ovat sinimuotoisia lukuunottamatta suurinta käytetyistä tehotasoista, jossa kollektorijännite jo säröytyy. C-luokassa (kuvat 31,32) kanta- ja kollektorijännitteet säröytyvät jo matalilla tehotasoilla.

Perustaajuuden tuloimpedanssi, ns. kvasi-impedanssi voidaan laskea mittaustuloksista jakamalla kantajännitteen perustaajuinen komponentti kantavirran perustaajuisella komponentilla. Perustaajuuden tehovahvistus lasketaan samalla tavoin jännitteiden ja virtojen perustaajuisista komponenteista. Tuloimpedanssin ja vahvistuksen riippuvuus signaalin tehotasosta A-luokassa on esitetty kuvassa 33a ja 33b transistorille BLT91/SL ja kuvissa 34a ja 34b transistorille MRF557. Vahvistuksen jyrkkä lasku korkeammilla tehotasoilla johtuu transistorin joutumisesta saturaatiotilaan. C-luokassa vahvistus käyttäytyy kuvan 35 mukaisesti (MRF557). Signaali vahvistuu vasta, kun se on tarpeeksi suuri biasoimaan transistorin johtavaan tilaan.

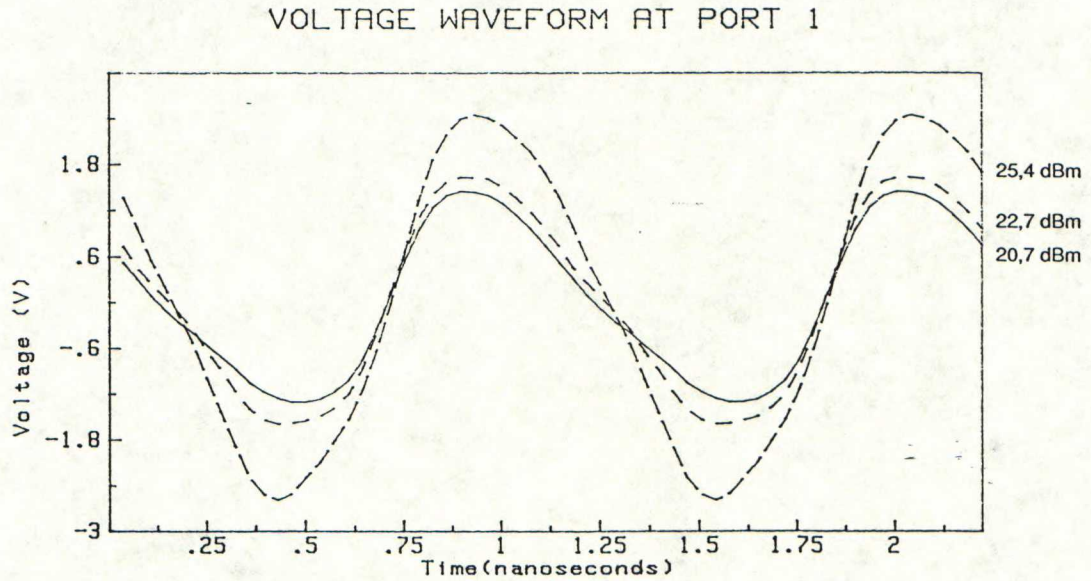
Yksityiskohtaisempia mittaustuloksia on löydettävissä viitteestä [27,Laitinen], jossa myös selvitetään tulosten käyttöä transistorien mallittamisessa.



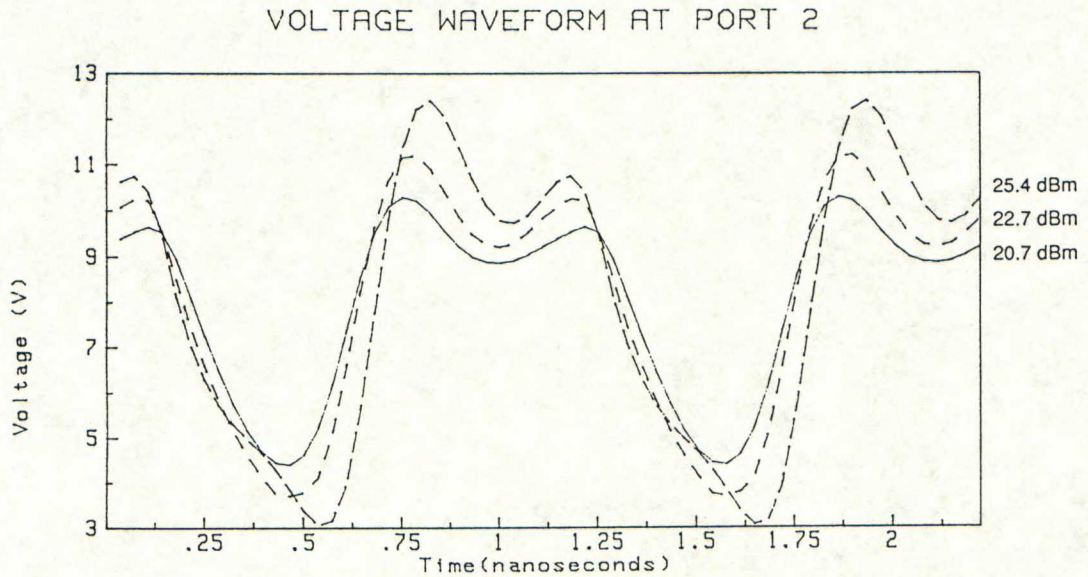
Kuva 29. Transistorin BLT91/SL kantavirran käyrämuotoja herätesignaalin eri tehotasoilla A-luokan toimintapisteessä ($V_{ce}=8$ V, $I_c=300$ mA). Perustaa-juus on 0,9 GHz.



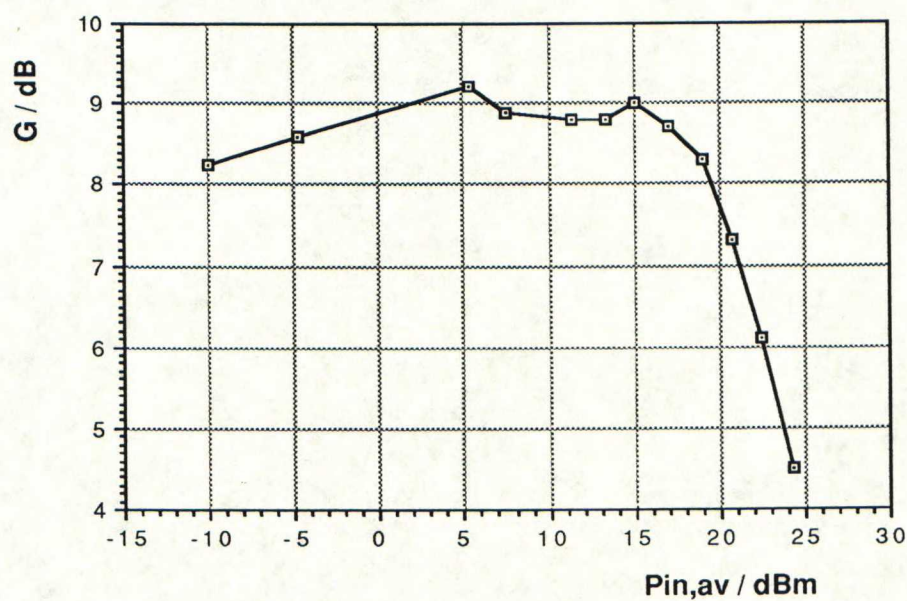
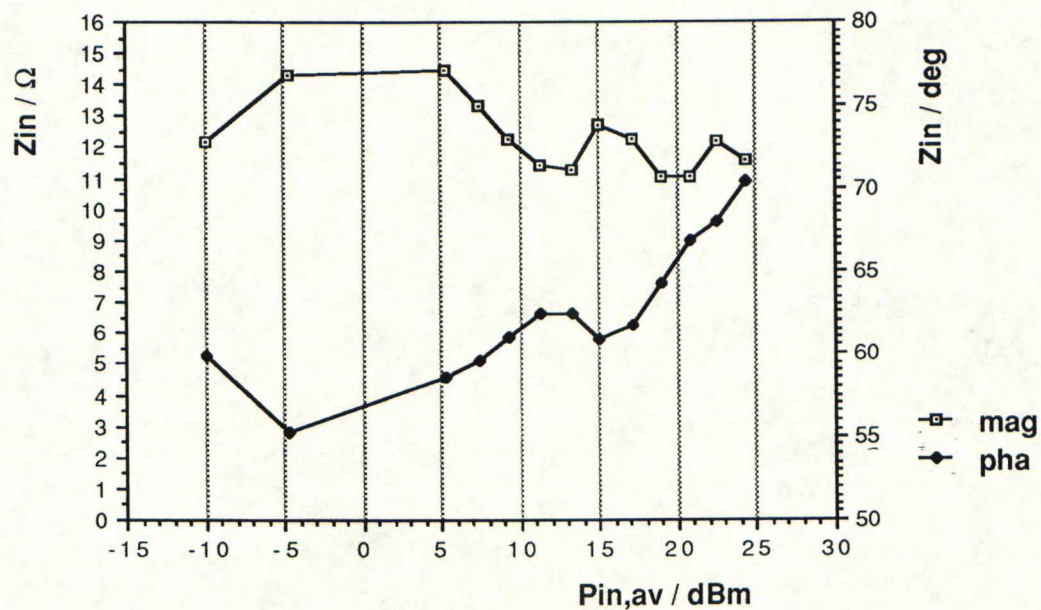
Kuva 30. BLT91/SL:n kollektorijännitteen käyrämuotoja herätesignaalin eri tehotasoilla A-luokassa.



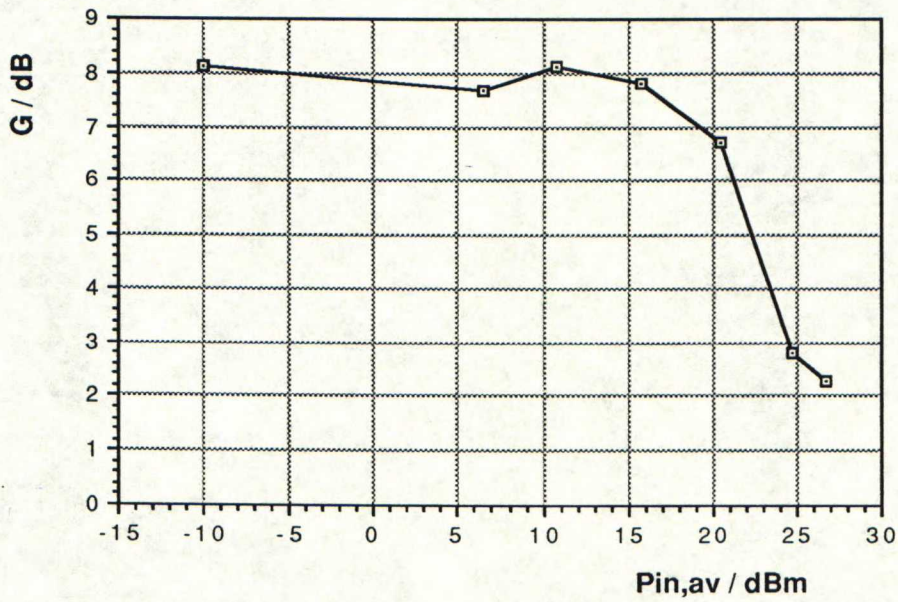
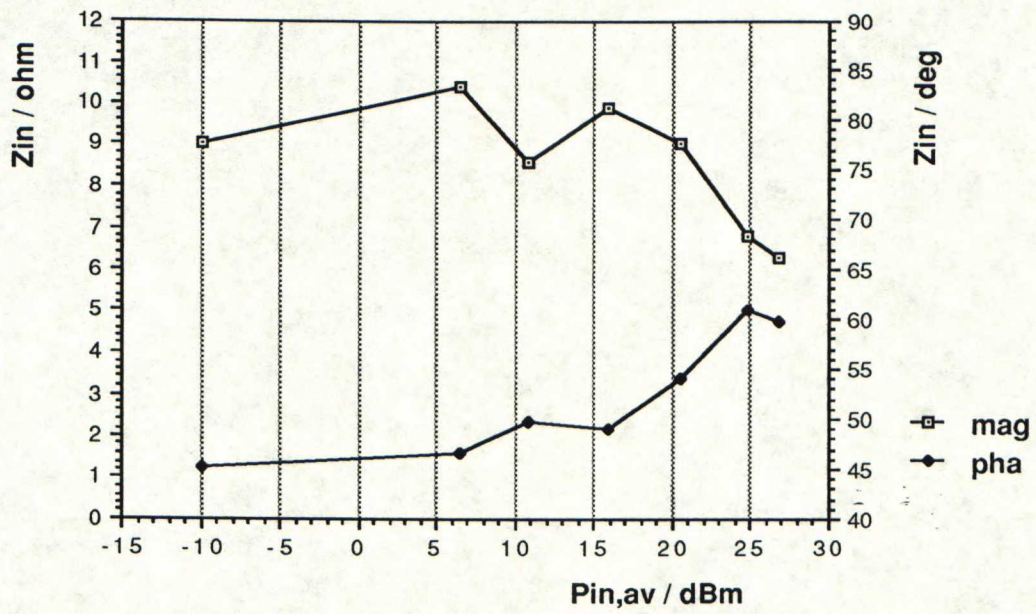
Kuva 31. Transistorin MRF557 kantajännitteen käyrämuotoja herätesignaalin eri tehotasoilla C-luokan toimintapisteessä ($V_{ce}=8$ V, $I_c=0$ mA). Perustaaajuus on 0,9 GHz.



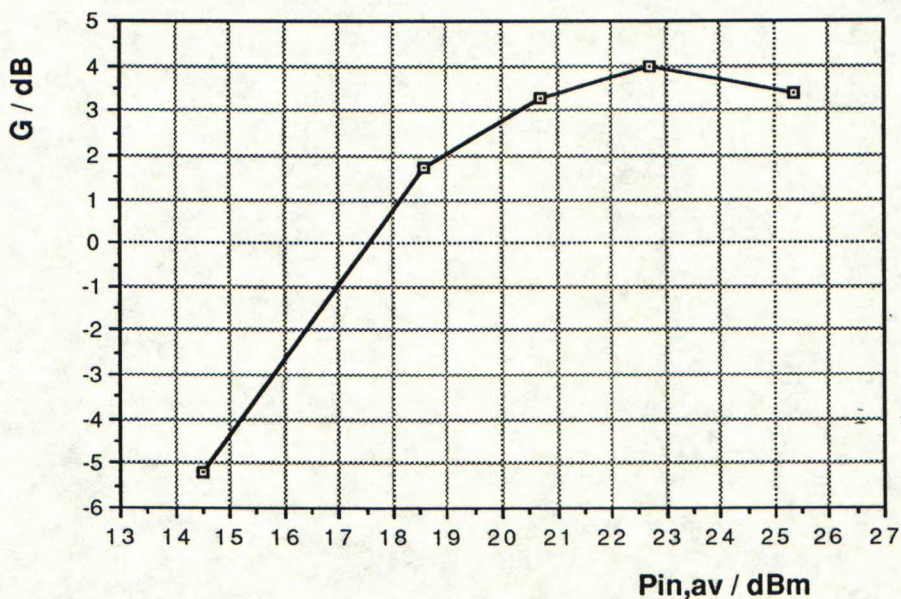
Kuva 32. MRF557:n kollektorijännitteen käyrämuotoja herätesignaalin eri tehotasoilla C-luokassa.



Kuva 33. a) Transistorin BLT91/SL perustaajuuden tuloimpedanssi herättesignaalin tehotason funktiona A-luokan toimintapisteessä ($V_{ce}=8$ V, $I_c=300$ mA). b) BLT91/SL:n perustaajuuden tahovahvistus.



Kuva 34. a) Transistorin MRF557 perustaajuuden tuloimpedanssi A-luokan toimintapisteessä ($V_{ce}=8$ V, $I_c=300$ mA). b) MRF557:n perustaajuuden teho- vahvistus.



Kuva 35. Transistorin MRF557 perustaajuuden tehovahvistus C-luokan toimintapisteessä ($V_{ce}=8$ V, $I_c=0$ mA).

5.5. Virhelähteet

Kyseisessä aika-alueen mittausjärjestelmässä suoritettavien tehotransistorimitausten tuloksiin aiheutuu virhettä itse järjestelmän epätarkkuuden [28,Lehtinen] lisäksi kiinnityspiirin karakterisoinnin epätarkkuudesta ja transistorin kiinnityksen epätäsmällisyydestä.

Kun mittaustuloksista kuoritaan pois mittauspiirin vaikutusta, kiinnityspiirin karakterisoinnin virhe siirtyy systemaattisesti suoraan lopullisiin transistorin mittaustuloksiin. Virheestä ei ole haittaa, jos mittausten tavoitteena on tutkia transistorin käyttäytymistä toimintapisteen tai signaalin tehotason muuttuessa mallin rakenteen selvittämiseksi. Mutta mallin parametrien määrittämisessä se johtaa vääriin arvoihin.

Käytetyistä karakterisointimenetelmistä neljättä eli TCT-menetelmää on pi-

dettävä tarkimpana (vrt. luku 4.2). Tällä menetelmällä tehdyn karakterisoinnin virheen suuruutta lopullisissa mittaustuloksissa voi arvioida ainakin pienemmäksi kuin muiden kolmen karakterisointimenetelmän aiheuttama mittaustulosten keskipoikkeama TCT-menetelmän tuloksista (vrt. luku 4.3). Tarkempi virhearvio vaatisi esim. TCT-menetelmän tapauksessa ensin kalibron-tistandardien virheanalyysin ja sitten mikroliuskapiirin valmistustoleranssien sekä mikroliuska-/koaksiaalisiirtymien vaihtelevuuden tutkimisen.

Transistorin kiinnityksen vaihtelevuuden vaikutusta aika-alueen käyrämuotoihin ei käytännön syistä päästy näkemään. Sen sijaan tutkittiin virheen aiheuttamia poikkeamia piensignaaliolosuhteissa mitattuihin transistorin s-parametreihin taajuuden funktiona (vrt. luku 3.5). Samat poikkeamat pätevät myös aika-alueen mittauksessa, sillä virhepiirit ovat lineaarisia. Vaikutus käyrämuotoihin voitaisiin nähdä epälineaarisella piirisimuloinnilla.

5.6. Parannusehdotuksia

Mallitustutkimuksen kannalta olisi hyödyllistä, jos tehotransistorin kiinnityspiiri olisi viritettävä ja harmonisten taajuuksien oikosulkeminen olisi mahdollista. Viritettävyyden avulla voisi transistoreja mitata erilaisilla lähde- ja kuormaimpedansseilla esimerkiksi hyötysuhteen tutkimiseksi. Oikosulkemalla harmoniset taajuudet onnistuttaisiin simuloimaan kapeakaistaista tehotransistorivahvistinta.

Transistorin kiinnityspiirin karakterisointia, suoritettuna neljännellä eli TCT-menetelmällä, voisi tarkentaa tilastollisin menetelmin. Kalibrointikappaleiden mallitusvirheet, piirin valmistustoleranssit, kalibrointimittausten tarkkuudet sekä mahdolliset s-parametrilaskennan epätarkkuudet voisi näin selvittää. Samalla saataisiin tarkka virhearvio kiinnityspiirin puolikkaiden sirontaparametreille.

6. YHTEENVETO

Työssä suunniteltiin ja valmistettiin transistorin kiinnityspiiri UHF-alueen tehotransistorien aika-aluemittauksia varten. Kiinnityspiiri toimii samalla impedanssimuuntimena ja sovittaa tehotransistorien matalat tulo- ja lähtöimpedanssit mittaussjärjestelmän 50 ohmiin.

Impedanssimuunnosta tarvittiin riittävän suuren perustaajuisen signaalin johtamiseksi transistorille sekä transistorilla syntyvien yliaaltojen mittausherkkyyden parantamiseksi. Impedanssimuunnos toteutettiin mikroliuskasuipennusjohdolla. Suipennusjohto havaittiin ainoaksi riittävän laajakaistaiseksi vaihtoehdoksi kyseessä olevalla taajuusalueella. Sekä tulo- että lähtöpuoli sovitettiin samaan impedanssiin, sillä piirin symmetrisyydestä on hyötyä sitä kalibroitaessa.

Kiinnityspiirin suunnittelussa on otettava huomioon myös mekaaniset seikat kuten mitattavan komponentin jäähdytys ja kiinnitys. Molemmat vaikuttavat suuresti mittaustulosten luotettavuuteen.

Suurtaajuusmittausten tarkkuuden kannalta on erityisen tärkeää komponentin mittausalustan huolellinen kalibrointi. Työssä valmistettu transistorin kiinnityspiiri karakterisoitiin neljällä toisistaan riippumattomalla menetelmällä. Menetelmiä vertailemalla ja niiden virhelähteitä analysoimalla tutkittiin karakterisoinnin vaikutuksia aika-alueen mittaussjärjestelmän tulossuureisiin.

Lopuksi suoritettiin aika-aluemittauksia kahdelle bipolaaritransistorityypille (Philips BLT91/SL , Motorola MRF557) järjestelmään tehtyjen muutosten tarkistamiseksi ja samalla suurtaajuustehotransistorien kiinnostavien kanta- ja kollektorijännitteiden sekä -virtojen käyrämuotojen näkemiseksi.

Mittaustuloksia voidaan käyttää hyväksi tarkempien transistorimallien kehittämisessä ja malliparametrien määrittämisessä. Mittaukset antavat myös tärkeätä tietoa epälineaaristen komponenttien käyttäytymisestä ja auttavat näin paremmin ymmärtämään epälineaaristen piirien toimintaa.

VIITELUETTELO

- [1] H. W. Bode: Network analysis and feedback amplifier design. - pp. 360-371, D. Van Nostrand Co., New York, 1945.
- [2] R. M. Fano: Theoretical limitations on the broadband matching of the arbitrary impedances. - Journal of the Franklin Institute, Vol.249, pp. 57-84 and 139-154, January-February 1950.
- [3] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones: Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. - McGraw-Hill, Inc., New York, San Francisco, Toronto, London, 1964; 1096 s.
- [4] J. Sevick: Transmission line transformers. - IEEE MTT-S Newsletter, no.125, ss.34-41, Summer/Fall 1989.
- [5] P. L. D. Abrie: The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers. - Artech House, Inc., Dedham, MA, USA, 1985; 372 s.
- [6] L. N. Dworsky: Modern transmission line theory and applications. - John Wiley&Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, 1979; 236 s.
- [7] F. Bolinder: Fourier transform in the theory of inhomogeneous transmission lines. - Proc. IRE, vol.38, p.1354, Nov. 1950.
- [8] R. W. Klopfenstein: A transmission line taper of improved design. - Proc. IRE, vol.44, pp.31-35, Jan. 1956.
- [9] R. E. Collin: The optimum tapered transmission line matching section. - Proc. IRE, vol.44, pp.539-548, Apr. 1956.
- [10] P. Pramanick, P. Barthia: A generalized theory of tapered transmission line matching transformers and asymmetric couplers supporting non-TEM modes. - IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-37, no.8, pp.1184-1191, Aug. 1989.
- [11] C. R. Burrows: The exponential transmission line. - Bell. Syst. Tech. J., vol.17, pp.555-573, Oct. 1938.

- [12] M. J. Ahmed: Impedance transformation equations for exponential, cosine-squared, and parabolic tapered lines. - IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-29, no.1, pp.67-68, Jan. 1981.
- [13] R. P. Arnold, W. L. Bailey: Match impedances with tapered lines. - Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-22, pp.964-965, Nov. 1974.
- [14] C. Kamnitsis: Broadband matching of UHF microstrip amplifiers. - Microwaves, pp.54-56, April 1969.
- [15] J. S. Izadian, S. M. Izadian: Microwave transition design. - Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1988; 150 s.
- [16] M. Sipilä, K. Lehtinen, V. Porra: High frequency periodic time domain waveform measurement system. - IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.36, no.10, pp.1397-1405, Oct. 1988.
- [17] Touchstone, Reference Manual, version 1.7, Eesof Inc., Westlake Village, CA, USA, 1989.
- [18] R. K. Hoffmann: Handbook of microwave integrated Circuits. - Artech House, Inc., Norwood, 1987; 527 s.
- [19] HP 8409C Automatic Network Analyzer 110 MHz to 18 GHz, System Reference Manual, vol.8, Hewlitt Packard, 1982.
- [20] K. Silvonen: Mikroaaltopiirien mittausten kuoriminen kalibroitistandardien avulla. - Lisensiaatintyö, Teknillinen Korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, 1988, 85 s.
- [21] R. R. Pantoja, M. J. Howes, J. R. Richardsson, R. D. Pollard: Improved calibration and measurement of the scattering parameters of microwave integrated circuits. - IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-37, no.11, pp.1675-1680, Nov. 1989.
- [22] M. Valtonen: Aplac - a frequency domain circuit design program for HP9816 and HP9836 computers. - Helsinki University of Technology, Laboratory of Circuit Theory and Basic Electromagnetics, Laboratory Report, 1985.

- [23] T. T. Ha: Solid state microwave amplifier design. - John Wiley&Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, 1981; 283 s.
- [24] E. O. Hammerstad, F. Bekkadal: Microstrip handbook. - ELAB rapport STF44 A74169, 1975.
- [25] M. V. Schneider: Dielectric loss in integrated microwave circuits. - BSTJ Vol. 48, no.7, Sep. 1969.
- [26] T. Veijola: Häviöllisistä siirtojohdoista ja keskitetyistä komponenteista kootujen piirien mallintaminen ja analyysi aika-alueessa. - Licensiaatintyö, Teknillinen Korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, 1986; 118 s.
- [27] J. Laitinen: UHF-tehotransistorien suursignaaliominaisuuksien määrittäminen aika-alueessa. - Diplomityö, Teknillinen Korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, 1990; 63 s.
- [28] K. Lehtinen: Jaksollisten UHF-signaalien aika-alueen aaltomuotojen mittausjärjestelmä. - Diplomityö, Teknillinen Korkeakoulu, Sähkötekniikan osasto, 1988, 58 s.

U.H.F. POWER TRANSISTOR

N-P-N silicon planar epitaxial transistor primarily intended for use in handheld radio stations in the 900 MHz communications band.

This device has been designed specifically for class-B operation.

Features:

- the device can be applied at rated load power without an external heatsink when it is mounted on a printed wiring board.
- gold metallization ensures excellent reliability.

The transistor has a 4-lead studless envelope with a ceramic cap (SOT-172D). All leads are isolated from the mounting base.

QUICK REFERENCE DATA

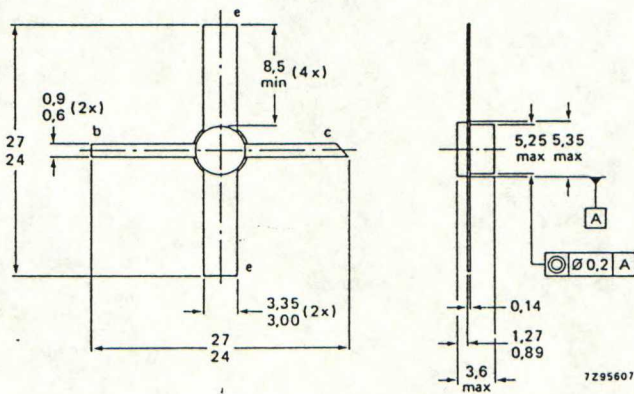
R.F. performance at $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ in a common-emitter class-B circuit.

mode of operation	V_{CE} V	f MHz	P_L W	G_p dB	η_C %
c.w. (class-B)	7,5	900	1,5	> 6,0	> 50

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-172D.



RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Collector-base voltage (open emitter)	V_{CB0}	max.	20 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CE0}	max.	10 V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EB0}	max.	3 V
Collector current average (peak value); $f > 1\text{ MHz}$	I_C ; $I_{C(AV)}$ I_{CM}	max. max.	500 mA 1500 mA
Total power dissipation at $T_{amb} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$; $f > 1\text{ MHz}$ *	$P_{tot(rf)}$	max.	3,0 W
Storage temperature	T_{stg}		-65 to +150 $^{\circ}\text{C}$
Operating junction temperature	T_j	max.	200 $^{\circ}\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

Dissipation = 4,5 W; $T_{mb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

From junction to ambient* ($f > 1\text{ MHz}$)	$R_{th\ j-a(rf)}$	max.	50 K/W
From junction to mounting base ($f > 1\text{ MHz}$)	$R_{th\ j-mb(rf)}$	max.	20 K/W

CHARACTERISTICS	
$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified	
Collector-base break down voltage open emitter; $I_C = 5\text{ mA}$	$V_{(BR)CBO} > 20\text{ V}$
Collector-emitter break down voltage open base; $I_C = 10\text{ mA}$	$V_{(BR)CEO} > 10\text{ V}$
Emitter-base break down voltage open collector; $I_E = 1\text{ mA}$	$V_{(BR)EBO} > 3\text{ V}$
Collector cut-off current $V_{BE} = 0; V_{CE} = 10\text{ V}$	$I_{CES} < 2,5\text{ mA}$
Second breakdown energy $L = 25\text{ mH}; f = 50\text{ Hz}; R_{BE} = 10\text{ }\Omega$	$E_{SBR} > 0,55\text{ mJ}$
D.C. current gain $I_C = 300\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	$h_{FE} > 25$
Collector capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ $I_E = I_E = 0; V_{CB} = 7,5\text{ V}$	C_c typ. $4,5\text{ pF}$
Feedback capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ $I_C = 0; V_{CE} = 7,5\text{ V}$	C_{re} typ. 3 pF
Collector-mounting base capacitance	C_{c-mb} typ. $0,5\text{ pF}$

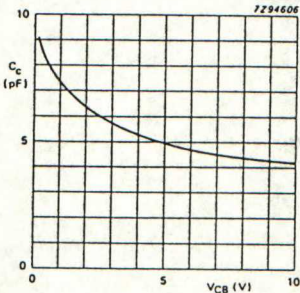


Fig. 2 $I_E = I_E = 0; f = 1\text{ MHz}$; typical values.

APPLICATION INFORMATION				
R.F. performance in c.w. operation (common-emitter circuit; class-B): $f = 900\text{ MHz}; T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$				
mode of operation	V_{CE} V	P_L W	G_p dB	η_C %
narrow band; c.w.	7,5	1,5	$> 6,0$ typ. $7,0$	> 50 typ. 65

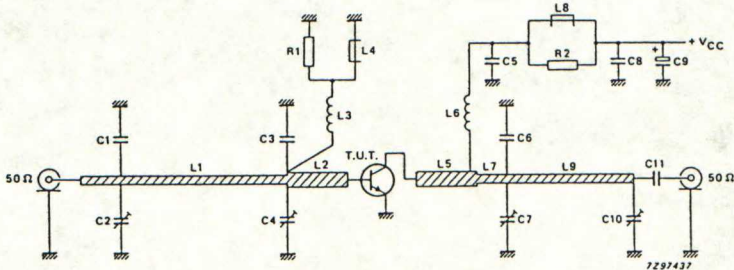


Fig. 3 Class-B test circuit at $f = 900\text{ MHz}$.

- List of components:
- C1 = C6 = 2 pF multilayer ceramic chip capacitor*
 - C2 = C4 = C7 = C10 = 1,4 to 5,5 pF film dielectric trimmer (cat. no. 2222 809 09001)
 - C3 = 4,7 pF multilayer ceramic chip capacitor*
 - C5 = C8 = C11 = 180 pF multilayer ceramic chip capacitor
 - C9 = 1 μ F (35 V) tantalum capacitor
 - L1 = 50 Ω stripline (40 mm x 2,4 mm)
 - L2 = L5 = 35 Ω stripline (14 mm x 4,0 mm)
 - L3 = 100 nH; 8 turns closely wound enamelled Cu wire (0,4 mm); int. dia. 3 mm; leads 2 x 5 mm
 - L4 = L8 = Ferroxcube wideband h.f. choke, grade 3B (cat.no. 4312 020 36642)
 - L6 = 30 nH; 2 turns Cu wire (1,0 mm); int. dia. 5,5 mm; length 4,5 mm; leads 2 x 5 mm.
 - L7 = 50 Ω stripline (6,0 mm x 2,4 mm)
 - L9 = 50 Ω stripline (30,3 mm x 2,4 mm)
 - R1 = R2 = 10 $\Omega \pm 5\%$; 0,25 W metal film resistor
- The striplines on a double Cu-clad printed wiring board with P.T.F.E. fibre-glass dielectric ($\epsilon_r = 2,2$); thickness 1/32 inch; thickness of copper-sheet 2 x 35 μ m.

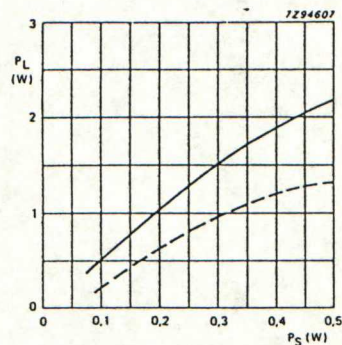


Fig. 5 Load power vs. source power.

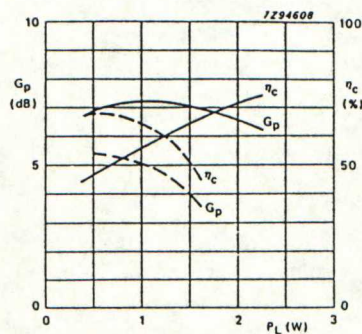


Fig. 6 Power gain and efficiency vs. load power.

Conditions for Figs 5 and 6:
 $f = 900$ MHz; $T_a = 25$ °C; class-B operation; typical values.
 $V_{CE} = 7,5$ V (—); $V_{CE} = 5,0$ V (-----)
(transistor mounted on printed wiring board, shown in Fig. 4, without applying an external heatsink).

RUGGEDNESS
The device is capable of withstanding a full load mismatch (VSWR = 50; all phases) at rated load power up to a supply voltage of 9,0 V at $T_a = 25$ °C.

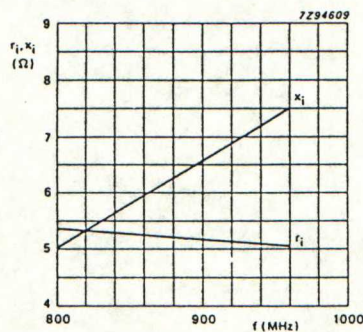


Fig. 7 Input impedance (series components).

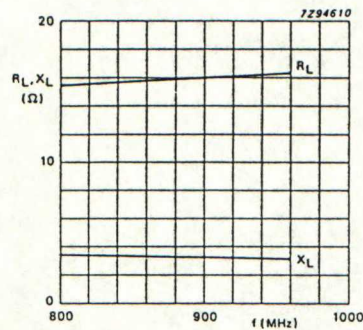


Fig. 8 Load impedance (series components).

Conditions for Figs 7, 8 and 9:
 $V_{CE} = 7,5$ V; $P_L = 1,5$ W; $f = 800 - 960$ MHz; $T_a = 25$ °C; class-B operation; typical values.

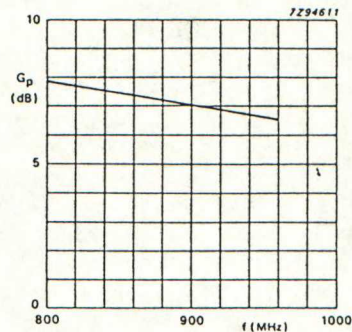


Fig. 9 Power gain vs. frequency.

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR

TECHNICAL DATA

MRF557

The RF Line

NPN SILICON RF LOW POWER TRANSISTOR

- ... designed primarily for wideband large signal predriver stages in the 800 MHz frequency range.
- Specified @ 12.5 V, 870 MHz Characteristics
 - Output Power = 1.5 W
 - Minimum Gain = 8.0 dB
 - Efficiency 60% (Typ)
- Cost Effective PowerMacro Package
- Electroless Tin Plated Leads for Improved Solderability

1.5 W 870 MHz

RF LOW POWER
TRANSISTOR

NPN SILICON



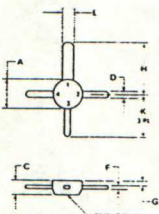
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CE0}	16	V _{dc}
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	36	V _{dc}
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	4.0	V _{dc}
Collector-Current — Continuous	I _C	400	mA _{dc}
Total Device Dissipation @ T _C = 75°C (1.2)	P _D	3.0	Watts
Derate above 75°C		40	mW/°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	25	°C/W

- (1) T_C: Case temperature measured on collector lead immediately adjacent to body of package.
(2) The MRF557 PowerMacro must be properly mounted for reliable operation. *AN338*, "Mounting Techniques in PowerMacro Transistor," discusses methods of mounting and heat-sinking.



STYLE 2
PIN 1 COLLECTOR
2 EMITTER
3 BASE
4 EMITTER

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.44	5.21	0.175	0.209
B	1.90	2.54	0.075	0.101
C	3.84	4.18	0.151	0.165
D	0.20	0.30	0.008	0.012
E	0.83	1.10	0.033	0.043
F	1.84	2.17	0.073	0.086
G	1.14	1.27	0.045	0.050
H	2.44	2.52	0.096	0.100

CASE 3170-01

FIGURE 4 — PERFORMANCE IN BROADBAND CIRCUIT

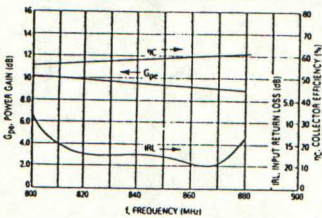
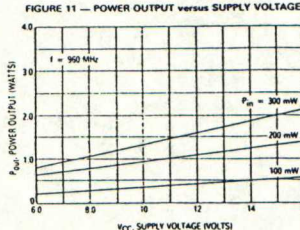
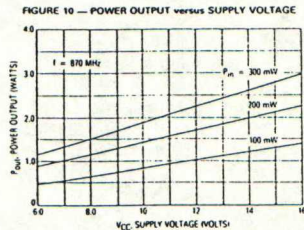
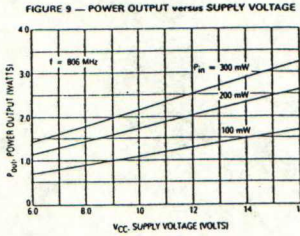
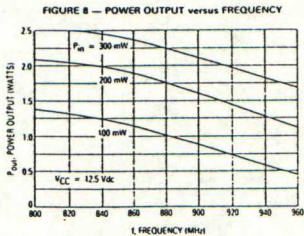
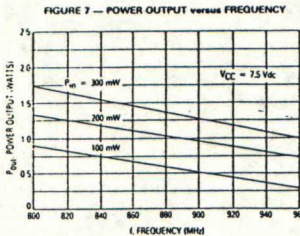
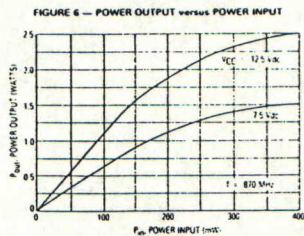
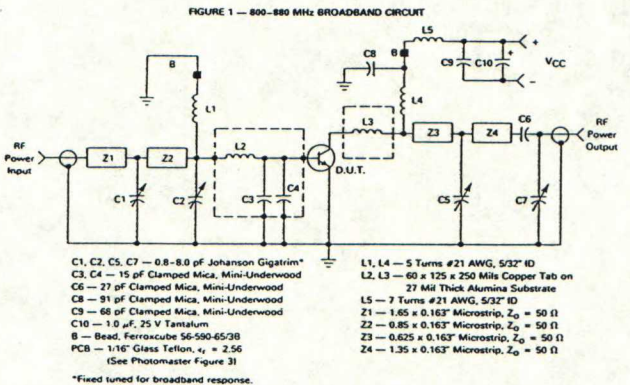


FIGURE 5 — Z_{in} and Z_{oL} versus COLLECTOR VOLTAGE, INPUT POWER AND OUTPUT POWER

f FREQUENCY MHz	Z _{in} Ohms		Z _{oL} * Ohms	
	V _{CC} = 7.5 V	V _{CC} = 12.5 V	V _{CC} = 7.5 V	V _{CC} = 12.5 V
	P _{in} = 300 mW	P _{in} = 200 mW	P _{out} 806 MHz = 1.7 W P _{out} 870 MHz = 1.4 W P _{out} 960 MHz = 1.0 W	P _{out} 806 MHz = 2.1 W P _{out} 870 MHz = 1.8 W P _{out} 960 MHz = 1.1 W
806	2.4 + j3.9	2.4 + j3.1	14.7 - j4.4	13.6 - j12.8
870	2.5 + j4.6	2.7 + j3.7	17.2 - j8.6	16 - j13.2
960	6.1 + j7.4	6.8 + j8.3	40 - j8.3	38 - j10.5

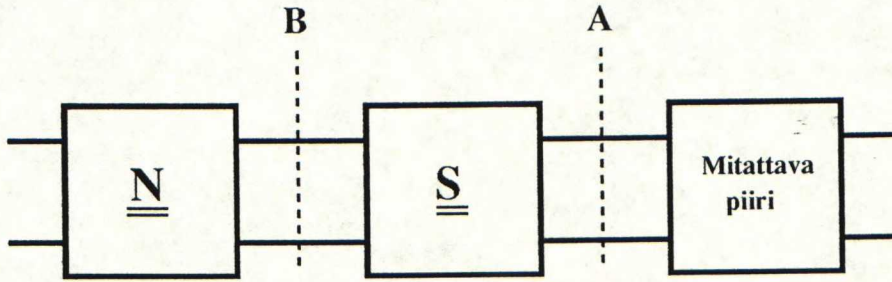
*Z_{oL} = Conjugate of the optimum load impedance into which the device operates at a given output power, voltage and frequency.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _C = 25°C unless otherwise noted.)					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	16	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 5.0 mA, V _{BE} = 0)	V _{(BR)CES}	36	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 0.1 mA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	4.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 15 Vdc, V _{BE} = 0, T _C = 25°C)	I _{CES}	—	—	0.1	mA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 100 mA, V _{CE} = 5.0 Vdc)	h _{FE}	50	90	200	—
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CE} = 15 Vdc, f _c = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	—	3.5	5.0	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (V _{CC} = 12.5 Vdc, P _{out} = 1.5 W, f = 870 MHz)	G _{pe}	8.0	9.0	—	dB
Collector Efficiency (V _{CC} = 12.5 Vdc, P _{out} = 1.5 W, f = 870 MHz)	η _C	55	60	—	%
Load Mismatch Stress (V _{CC} = 15.5 Vdc, P _{in} = 225 mW, f = 870 MHz, VSWR ≥ 10:1 all phase angles)	φ	No Degradation in Output Power			



Negatiivisen verkon s-parametrien laskeminen

Jos mittausten referenssitaso B poikkeaa mitattavalle komponentille halutusta tasosta A (kuva 2.1), näiden välissä oleva verkko on kuorittava pois mittaus-tuloksista.



Kuva 2.1. Referenssitasot.

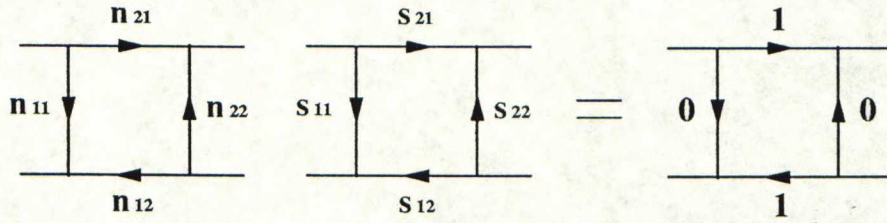
Kuoriminen edellyttää verkon parametrien tuntemista, ja se voidaan suorittaa lisäämällä verkon eteen sitä vastaava negatiivinen verkko N . Negatiiviselta verkolta vaaditaan siis, että se kumoaa alkuperäisen verkon s vaikutuksen eli peräkkäin kytkettynä (kuva 2.2) kokonais- s -parametrit ovat:

$$s_{11}^T = n_{11} + \frac{n_{21}n_{12}s_{11}}{1 - n_{22}s_{11}} = 0$$

$$s_{12}^T = \frac{n_{12}s_{12}}{1 - n_{22}s_{11}} = 1$$

$$s_{21}^T = \frac{n_{21}s_{21}}{1 - n_{22}s_{11}} = 1$$

$$s_{22}^T = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}n_{22}}{1 - n_{22}s_{11}} = 0$$



Kuva 2.2. Negatiivisen verkon ominaisuus.

Yhtälöistä voidaan laskea negatiivisen verkon sirontaparametrit lausuttuna alkuperäisen verkon s-parametrien avulla seuraavasti.

$$n_{11} = \frac{n_{12}n_{21}s_{11}}{n_{22}s_{11} - 1}$$

$$n_{12} = \frac{1 - s_{11}n_{22}}{s_{12}}$$

$$n_{21} = \frac{1 - s_{11}n_{22}}{s_{21}}$$

$$n_{22} = \frac{s_{22}}{s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}}$$